

PRAKTYCZNY

ISSN 1232-2628

ELEKTRONIK

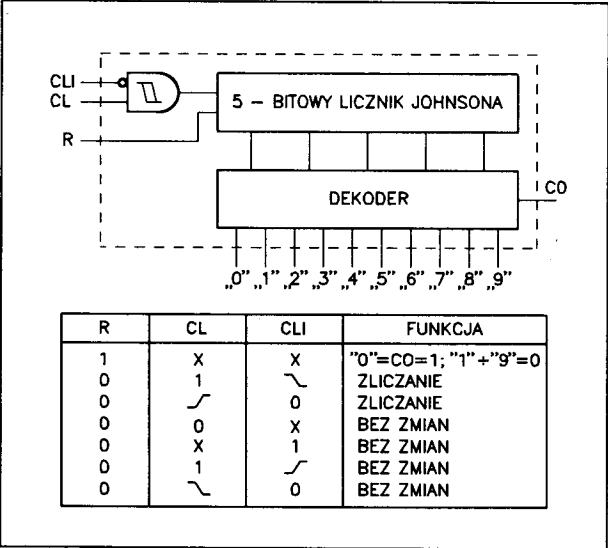
NR IND 372161

cena 16000 zł

**wrzesień
nr 9 '94**

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 13

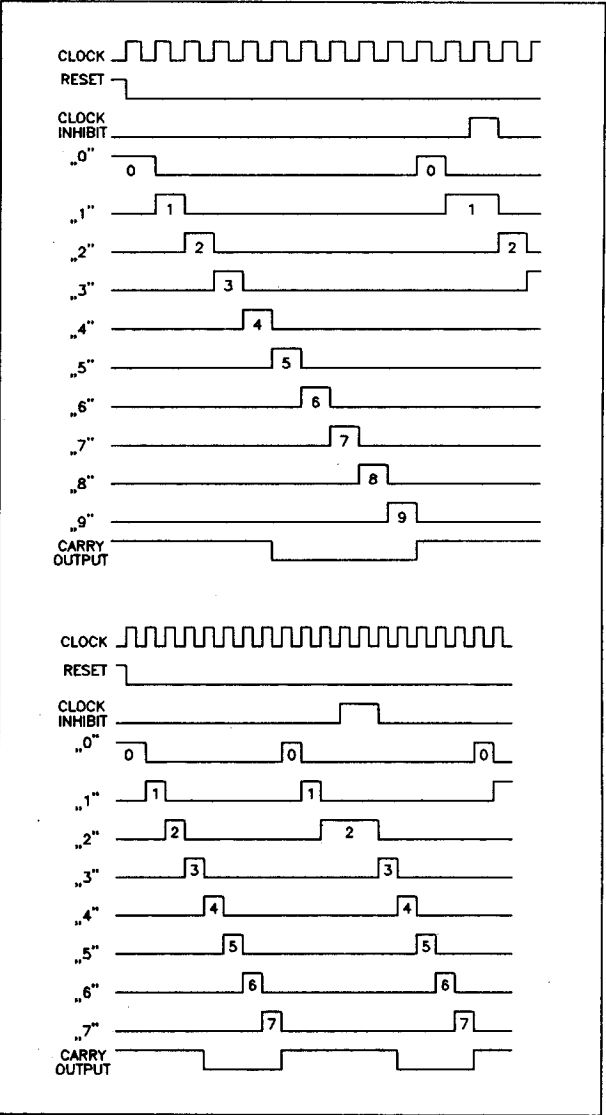
Kolejnym ciekawym układem z rodziny liczników CMOS jest synchroniczny licznik Johnsona wraz z dekodern stanów tego licznika. Licznik Johnsona jest licznikiem pracującym w kodzie pseudopierścieniowym zwanym też kodem Johnsona. Do budowy dekady liczącej w kodzie Johnsona potrzebnych jest pięć przerzutników D lub JK (w opisywanych układach zastosowano przerzutniki D – szybsze niż JK). Zaletą tej dekady jest prosty układ dekodowania stanów licznika z kodu Johnsona na kod pierścieniowy, w którym wykorzystuje się tylko dwuwejściowe bramki. W kodzie pierścieniowym dekada posiada 10 wyjść, z których tylko jedno jest w stanie aktywnym np. wysokim, a pozostałe wyjścia są w stanie niskim. Zaletą licznika jest stosunkowo duża, jak na układy CMOS, szybkość pracy i brak impulsów zakłócających na wyjściach dekodowanych. W wewnętrznym układzie logicznym licznika zastosowano dodatkowe bramki zapobiegające "zatrzaskiwaniu" się licznika, uzyskując tym samym poprawność zliczania przy najwyższych częstotliwościach.



Rys. 1 Schemat blokowy licznika 4017

Produkowane są dwie wersje licznika Johnsona: dekada z dziesięcioma wyjściami 4017 i oktawa z ośmioma wyjściami 4022. Wewnętrzny schemat blokowy licznika 4017 zamieszczono na rys. 1. Licznik 4022 różni się od zamieszczonego na rysunku tym, że w jego skład wchodzi licznik czterobitowy, a układ posiada osiem wyjść "0" – "7". Licznik może zostać wyzerowany w każdej chwili (asynchronicznie) przez podanie jedynki na wejście zerujące R. W wyzerowanym liczniku wyjścia "0" i CO (CARRY OUTPUT) ustawione są w stan wysoki, natomiast pozostałe wyjścia "1" – "9" ("1" – "7" dla

licznika 4022) są w stanie niskim. Licznik zlicza dodatnie zbocza impulsów zegarowych doprowadzonych do wejścia CL, jeżeli wejście CLI jest w stanie niskim. Licznik może też reagować na opadające zbocza impulsów zegarowych doprowadzonych do wejścia CLI, w przypadku podania stanu wysokiego na wejście CL. Wejście CLI jest "zwykłym" wejściem CMOS, natomiast na wejściu CL umieszczony jest układ Schmitta. Dzięki układowi Schmitta czas narastania i opadania sygnału na wejściu CL może być dowolnie długi. Tabela stanów licznika umieszczona jest na rys. 1



Rys. 2 Przebiegi czasowe w układach liczników 4017 i 4022

Ciąg dalszy na stronie 26.

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

WRZESIEŃ nr 9/94

SPIS TREŚCI

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 13.....	2
Oscyloskop amatorski –tor odchyłania pionowego Y.....	4
Komparator nie tylko do Amigi.....	8
Układ HX PRO do magnetofonu kasetowego.....	12
Symulator alarmu do samochodu.....	16
Głowica UKF OIRT/CCIR.....	18
Opis magistrali I2C cz. 2.....	23
Zdalne sterowanie zestawem typu wieża cz. 4.....	28
Elektroniczny, zdalnie sterowany przedwzmacniacz Hi-Fi – zamawianie elementów.....	30
Sprostowania błędów, które wkradły się do opisów urządzeń.....	30

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 30.000 zł przy kwocie do 100.000 zł; 34.000 zł przy kwocie do 200.000 zł; 38.000 zł przy kwocie do 300.000 zł. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”: 3/92, 1–9/94. Cena jednego egzemplarza 16.000 zł plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 10.000 zł, za pierwszą stronę, za każdą następną 1.500 zł plus koszty wysyłki.

Zamówienia na płytki drukowane prosimy przysyłać na kartach zamówień zamieszczonych w PE 6/94

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:
ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE
ul. Prosta 11 65–001 Zielona Góra
KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra
997283–102847–2541

Ceny:

- 1 cm² ogłoszenia ramkowego – 16.000 zł + 22% VAT (najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)
- ogłoszenia drobne do 40 słów – 8.000 zł + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

„Praktyczny Elektronik”
ul. Prosta 11
65–001 Zielona Góra
tel. 27–04–82 w godz. 10⁰⁰–13⁰⁰
Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku” mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika” możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Oscyloskop amatorski – tor odchylenia pionowego Y

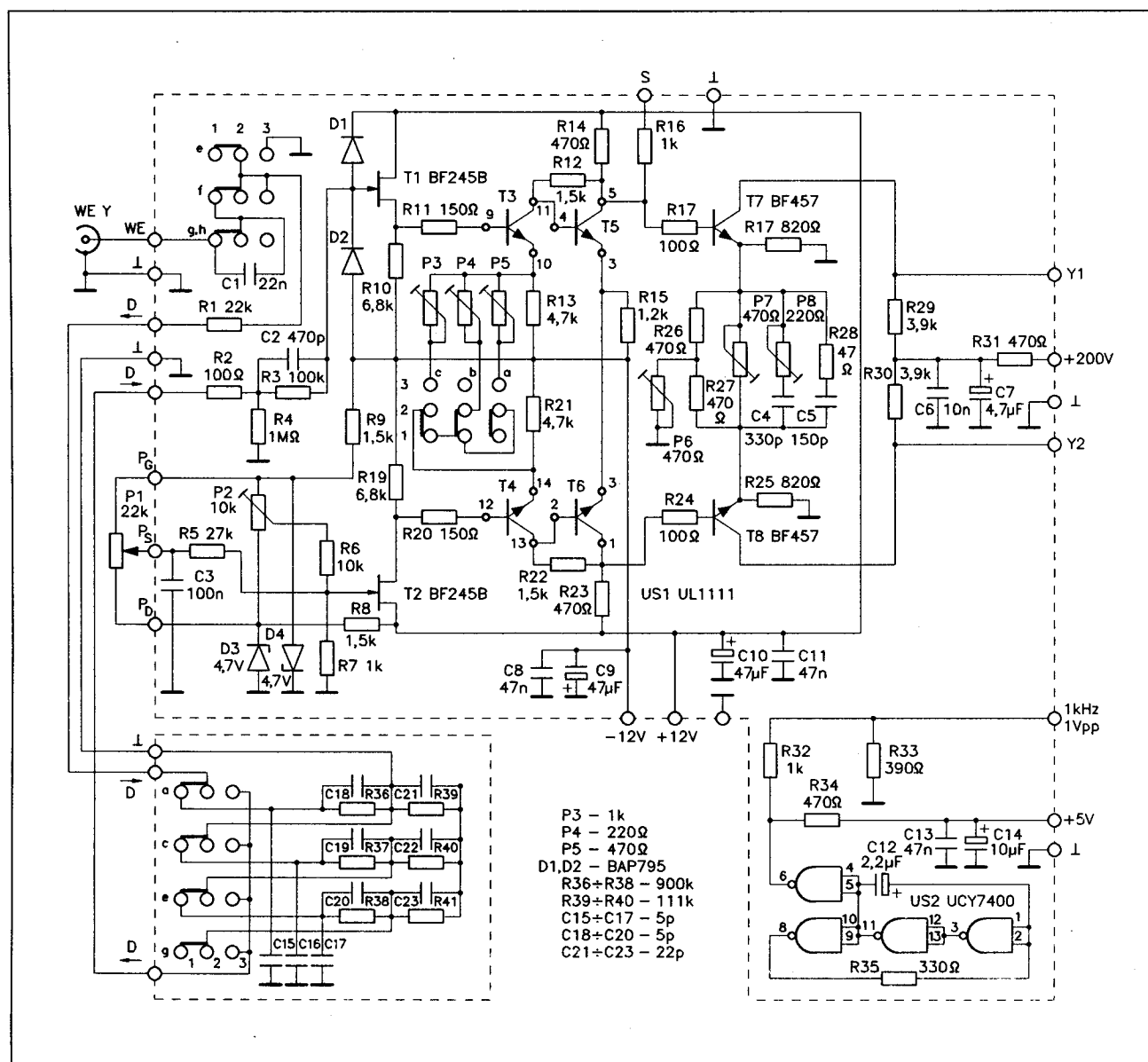
W trzeciej części cyklu poświęconego budowie oscyloskopu amatorskiego przedstawiamy działanie, budowę, montaż i uruchamianie toru odchylenia pionowego. Składa się on z dzielnika wejściowego, wzmacniacza odchylenia pionowego i kalibratora.

Schemat ideowy i właściwości

Zasadniczym członem toru odchylenia pionowego Y jest wzmacniacz odchylenia pionowego. Odpowiada on za wierność odtwarzania badanego przy pomocy oscyloskopu przebiegu. Jego podstawowymi zadaniami są: wzmacnienie badanego przebiegu i wierne odtworzenie jego kształtu. Zapewnienie możliwości pomiaru amplitudy badanego przebiegu wymaga precyzyjnie ustalonego wzmacnienia wzmacniacza. Wierność odtwarzania

kształtu przebiegu to stałość wzmacnienia przy różnych poziomach sygnału wejściowego i odpowiednia szerokość pasma przenoszonych częstotliwości. Zadaniem dzielnika wejściowego jest zmiana czułości wzmacniacza przez zmianę tłumienia sygnału wejściowego. Dzielnik powinien charakteryzować się stałym tłumieniem w zakresie częstotliwości dla jakich przewidziany jest oscyloskop, w naszym przypadku do 5 MHz, oraz stałą rezystancją wejściową (niezależnie od tłumienia). Kalibrator jest generatorem wytwarzającym przebieg prostokątny o częstotliwości 1 kHz i wartości międzyszczytowej 1 V. Główne jego zastosowanie to regulacja i kontrola oscyloskopu.

Schemat ideowy toru odchylenia pionowego przedstawia rys. 1.



Rys. 1 Schemat ideowy toru odchylenia pionowego

Sygnał z wejścia Y oscyloskopu podawany jest na zespół przełączników wejściowych umożliwiający przez włączenie kondensatora szeregowego C1 oddzielenie składowej stałej " $=/\sim$ ", oraz odłączanie sygnału wejściowego przy jednoczesnym zwieraniu wejścia wzmacniacza do masy "0". Z przełączników wejściowych sygnał jest podawany do zespołu dzielników dziesiętnych zmontowanych na oddzielnej płytce. Przy czułości wejściowej wzmacniacza Y odpowiadającej 10 mV/dz, zespół trzech połączonych tańczuchowo (jeden za drugim) dzielników dziesiętnych umożliwia zmianę czułości na 100 mV/dz, 1 V/dz, 10 V/dz przy zachowaniu stałej rezystancji wejściowej 1 M Ω . Dla uzyskania stałego podziału dzielników w szerokim zakresie częstotliwości poszczególne człony są skompensowane podłączonymi równolegle do rezystancji pojemnościami.

Z zespołu dzielników sygnał podawany jest do wejścia wzmacniacza. Rezystancja wejściowa wzmacniacza ustalona jest rezystorem R4 i wynosi 1 M Ω . Na wejściu wzmacniacza zastosowano dwa tranzystory polowe złączowe typu BF 245B. Pracują one jako wtórники źródłowe, i służą do zamiany niesymetrycznego sygnału wejściowego na sygnał symetryczny, wzmacniany dalej i wymagany do sterowania płytek odchylenia lampy oscyloskopowej. W obwodzie polaryzacji tranzystora T2 zrealizowano układ przesuwania obrazu w kierunku pionowym (potencjometr P1). Zasadniczym członem wzmacniającym jest symetryczny wzmacniacz na tranzystorach T3÷T6. Wykorzystano tutaj tranzystory z monolitycznego układu scalonego UL 1111N. Po tym rozwiązaniu należy spodziewać się dobrej stabilności termicznej układu, a więc małego przesunięcia plamki na powierzchni ekranu podczas nagrzewania oscyloskopu, lub zmian temperatury otoczenia. Regulację czułości wzmacniacza w sekwencji 1, 2, 5 uzyskuje się przez zmianę rezystancji między emiterami tranzystorów T3 i T4. Wykorzystuje się do tego celu dwa przyciski przełącznika. Przy obu zwolnionych czułość wzmacniacza wynosi 10 mV/dz. Wciśnięcie jednego z nich reprezentowane jest jako mnożnik ($\times 2$, lub $\times 5$) wartości dziesiętnej ustalonej dzielnikiem. W konsekwencji w powiązaniu z dzielnikiem wejściowym uzyskuje się zakres zmian czułości wejściowej oscyloskopu od 10 mV/dz do 50 V/dz.

Z kolektora tranzystora T5 pobierany jest sygnał do synchronizacji układu odchylenia poziomego. Z kolektorów tranzystorów T5 i T6 sygnał podawany jest do wzmacniacza wyjściowego zrealizowanego na wysokonapięciowych tranzystorach T7, T8. Tranzystory te zasilane są napięciem +200 V podawanym na ich kolektory za pośrednictwem rezystorów R29 i R30. Symetryczny sygnał wyjściowy z kolektorów tranzystorów T7 i T8 podawany jest do płytek odchylenia pionowego lampy oscyloskopowej Y1 i Y2. Trzeba zwrócić uwagę na rozbudowany układ RC między emiterami tranzystorów T7 i T8. Służy on do korekcji częstotliwościowej wzmacniacza tzn. do zapewnienia stałości wzmocnienia w całym paśmie wzmacnianych częstotliwości. Wzmocnienie wzmacniacza końcowego dla niskich częstotli-

ści reguluje się rezystorem nastawnym P7, a wyrównuje dla średnich częstotliwości rezystorem nastawnym P8. Rezystor nastawny P6 służy do ustalenia punktu pracy tranzystorów wzmacniacza końcowego. Z uwagi na wydzielaną w tranzystorach T7 i T8 moc należy montować je na radiatorach.

Na płycie wzmacniacza odchylenia pionowego znajduje się również generator RC wykonany w oparciu o układ scalony UCY 7400N (US2). O częstotliwości generowanego przebiegu decydują: rezystor R35 i kondensator C12. Amplitudę napięcia wyjściowego ustalają rezystory R32 i R33 tworzące dzielnik napięcia. Prostokątny kształt napięcia wyjściowego pozwala na regulację obwodów oscyloskopu. Sygnał z generatora należy doprowadzić do gniazda zainstalowanego na płycie czołowej oscyloskopu.

Montaż i uruchomienie

Widok płytki drukowanej, oraz rozmieszczenie elementów wzmacniacza odchylenia pionowego przedstawia rys. 2, a płytki dzielnika rys. 3.

Przed montażem elementów RC należy umocować w płytce kołki, lub zaciski połączeniowe. Następnie wykonać wszystkie mostki i przygotować przełączniki lsostat. Widoki przełączników są pokazane na rysunkach rozmieszczenia elementów obu płytek. Przełącznik płytki wzmacniacza odchylenia pionowego składa się z dwóch segmentów pojedynczych niezależnych i dwóch segmentów pojedynczych zależnych. Mocowane są one do listwy przewidzianej na zamontowanie czterech segmentów w rozstawie 10 mm. Segmenty zależne należy dodatkowo wyposażać w listwę wyzwalającą przewidzianą dla dwóch segmentów w rozstawie 10 mm i sprężynkę płaską na krawędzi przełącznika. Wszystkie segmenty powinny być przystosowane do montażu w płytce drukowanej. Przełącznik płytki dzielnika składa się z czterech segmentów pojedynczych zależnych, mocowanych do listwy czterosegmentowej w rozstawie 10 mm. Musi być wyposażony w listwę wyzwalającą przewidzianą dla czterech segmentów w rozstawie 10 mm i sprężynkę płaską na krawędzi przełącznika. Przełączniki powinny być zamontowane na wysokości 2 mm nad płytką. Uzyskuje się to przez podłożenie zapalek pod skrajne segmenty podczas montażu i lutowania.

Rezystory R29, 30, 31 powinny być zamontowane na wysokości 5 mm nad płytką. Tranzystory T7 i T6 należy zamocować na radiatorach wykonanych według rys. 5 z poprzedniej części cyklu (PE nr 8/1994) poświęconej układowi odchylenia poziomego. Radiatory będą połączone elektrycznie z kolektorami tranzystorów.

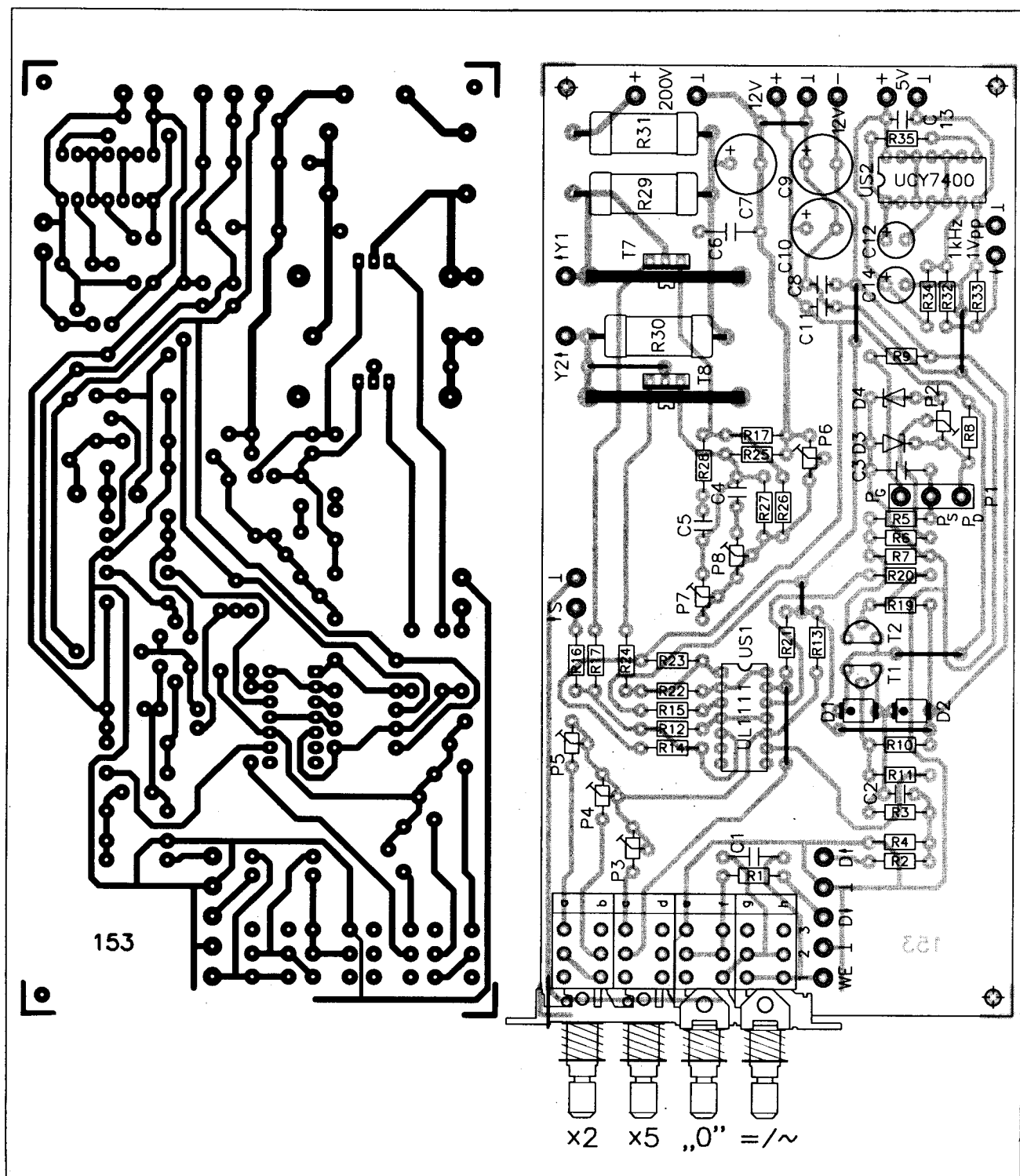
Szczególne uwagę należy zwrócić na montowane w płytce tranzystory T1 i T2. Tranzystory te powinny być wstępnie dobrane przez pomiar rezystancji źródło-dren na omomierzu. Z kilku egzemplarzy należy wybrać dwa o najbardziej zbliżonych rezystancjach. Ostatecznego doboru tych tranzystorów dokonuje się w trakcie uruchamiania oscyloskopu. Dla uzyskania jednakowych temperatur obu tranzystorów należy złączyć ich obu-

dowy dodatkową obejmą. Idealem byłoby zastosowanie podwójnego tranzystora polowego np. 2N5196.

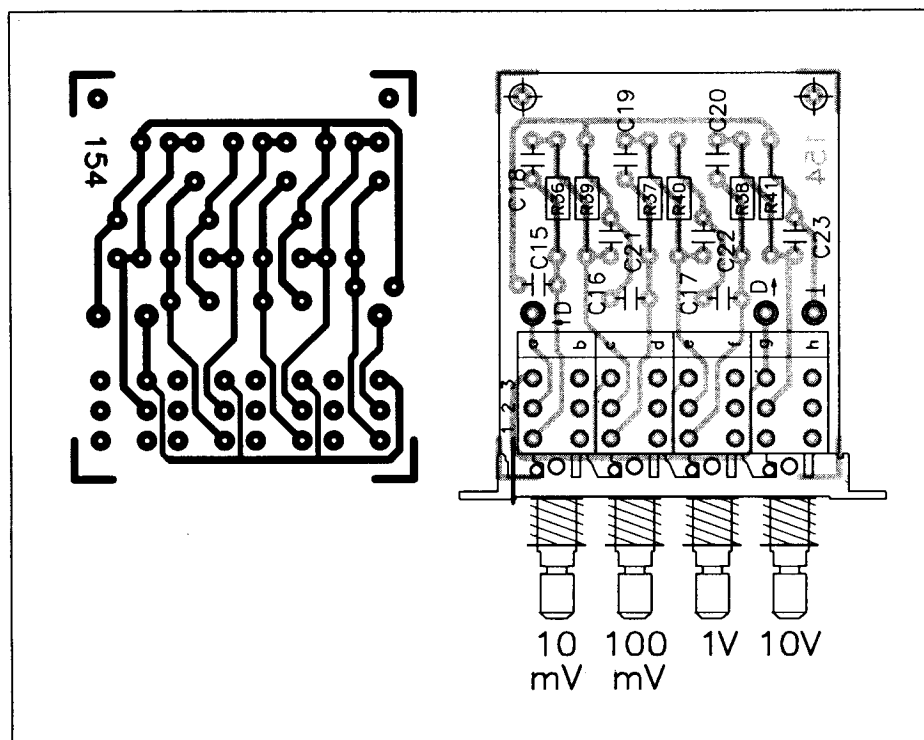
Po zamontowaniu wszystkich elementów należy sprawdzić poprawność montażu. Przed rozpoczęciem uruchamiania połączyć ze sobą obie płytki, łącząc masy i punkty D oznaczone przeciwnie skierowanymi strzałkami na obu płytkach (zgodnie ze schematem ideowym rys. 1). Korzystając z wykonanego według opisu w nr 7/1994 PE zasilacza, lub korzystając z innego dostar-

czającego napięcia +12 V, -12 V, +5 V podłączyć zasilanie do płytki wzmacniacza.

Przy pomocy oscyloskopu (pożyczanego) sprawdzić występowanie przebiegu prostokątnego na wyjściu generatora (kalibratora). Dobierając wielkość rezystora R35 uzyskać częstotliwość generowanego przebiegu równą 1 kHz. Dobierając wielkość rezystora R33 uzyskać wartość międzyszczytową napięcia generatora równą 1 V.



Rys. 2 Płytką drukowaną wzmacniacza odchylenia pionowego i rozmieszczenie elementów



Rys. 3 Płytką drukowaną dzielnika i rozmieszczenie elementów

Wstępną regulację wzmacniacza Y i dobór tranzystorów T1 i T2 przeprowadzamy przy wciśniętym przycisku "0" i wyciśniętych pozostałych przyciskach płytki wzmacniacza. Potencjometr P1 i rezystor nastawny P2 ustawić w środkowe położenia.

Wykaz elementów – płytką wzmacniacza

US1	– UL 1111N
US2	– UCY 7400N
T1, T2	– BF 245B
T7, T8	– BF 457
D1, D2	– BAP 794
D3, D4	– BZP 683 C4V7
R28	– 47 Ω /0,125 W
R2, R17, R24	– 100 Ω /0,125 W
R11, R20	– 150 Ω /0,125 W
R35	– 330 Ω /0,125 W
R33	– 390 Ω /0,125 W
R14, R23, R34	– 470 Ω /0,125 W
R26, R27	– 470 Ω /0,25 W
R31	– 470 Ω /2 W
R17, R25	– 820 Ω /0,25 W
R7, R16, R32	– 1k Ω /0,125 W
R15	– 1,2 k Ω /0,125 W
R8, R9, R12, R22	– 1,5 k Ω /0,125 W
R29, R30	– 3,9 k Ω /2 W
R13, R21	– 4,7 k Ω /0,125 W
R10, R19	– 6,8 k Ω /0,125 W
R6	– 10 k Ω /0,125 W
R1	– 22 k Ω /0,25 W
R5	– 27 k Ω /0,125 W
R3	– 100 k Ω /0,125 W

R4	– 1 M Ω /0,25 W 1%
P1	– 22 k Ω PR18A oś 25P5
P4, P8	– 220 Ω TVP 1232
P5, P6, P7	– 470 Ω TVP 1232
P3	– 1 k Ω TVP 1232
P2	– 10 k Ω TVP 1232
C5	– 150 pF KCP
C4	– 330 pF KCP
C1	– 470 pF KCP
C6	– 10 nF/250 V KFP
C1	– 22 nF/400 V MKSE-018-02
C8, C11, C13	– 47 nF/100 V MKSE-018-02
C3	– 100nF/100 V MKSE-018-02
C12	– 2,2 μ F/16 V (tantalowy 196D)
C7	– 4,7 μ F/250 V 04/U
C14	– 10 μ F/16 V 04/U
C9, C10	– 47 μ F/16 V 04/U
przeł. Isostat w/g opisu	– 1 szt.
kołki montażowe	– 21 szt.
płytką drukowaną numer 153	

Wykaz elementów – płytką dzielnika

R39÷R41	– 111 k Ω /0,25 W 1%
R36÷R38	– 900 k Ω /0,25 W 1%
C15÷C20	– 5 pF/250 V KCP
C21÷C23	– 22 pF/250 V KCP

Zmierzyć napięcia na źródłach tranzystorów T1 i T2 względem masy. Powinny zawierać się w zakresie 0÷3 V i różnić się maksymalnie o 0,5 V. Różnicę napięć można skorygować rezystorem nastawnym P2. Tranzystory T1 i T2 powinny być tak dobrane, aby podany wyżej warunek był spełniony przy jak najmniejszej korekcji położenia suwaka rezystora nastawnego P2. Właściwy dobór tranzystorów T1 i T2 będzie decydował o dryfcie (przesunięciu) poziomej linii podstawy czasu na ekranie w kierunku pionowym w trakcie nagrzewania oscyloskopu lub przy zmianach temperatury otoczenia.

Właściwą regulację wzmacniacza przeprowadzić można po zmontowaniu całego oscyloskopu obserwując obraz na ekranie lampy oscyloskopowej.

przeł. Isostat w/g opisu – 1 szt.
kołki montażowe – 3 szt.
płytki drukowane numer 154

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: płytka numer 153 – 33.700 zł
płytki numer 154 – 6.500 zł + koszty wysyłki.

Od redakcji

Zgodnie ze wcześniejszą obietnicą wprowadzamy do sprzedaży wysyłkowej lampę oscyloskopową 8ŁO29I, niestety bez podstawki. Cena lampy wynosi 90.000 zł + koszty wysyłki. Lampy można także nabywać bezpośrednio w sklepie AXEL ul. Dworcowa 28 WROCŁAW.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Komparator nie tylko do AMIGI

Od zarania dziejów człowiek porozumiewa się przy pomocy słów. Dźwięk jest nieodłącznym "towarzyszem" człowieka. Początków muzyki nie sposób wskazać. Przypuszcza się, że towarzyszyły człowiekowi od początków istnienia. Prymitywna w formie i treści przybierała z czasem coraz bardziej wyrafinowany kształt. Doskonalenie formy i treści muzyki jest nieustanne. Jednak rozpowszechnianie muzyki we współczesnym świecie zawdzięcza się dziś już zapomnianym wielkim wynalazkom wielkich umysłów. Niespełna 120 lat upłynęło od wielkiego odkrycia T. Edisona – fonografu (1877). Dał on podstawę do rozwoju współczesnej elektroakustyki, która w najmniejszym nawet stopniu nie przypomina swoich początków.

Wraz ze wzrostem doskonałości dźwięku, zwiększa się zapotrzebowanie na urządzenia, które będą potrafiły możliwie najwierniej go odtworzyć. To, co w chwili obecnej dzieje się na rynku sprzętu audio nie sposób zawrzeć w kilku słowach. Nikt przed kilkunastoma laty nawet nie przypuszczał, co będą potrafiły współczesne urządzenia do rejestracji dźwięku. Pojawienie się techniki cyfrowej, również w tej dziedzinie, daje niemal nieograniczone możliwości operowania dźwiękiem. W połowie lat osiemdziesiątych przełomem w elektroakustyce stał się cyfrowy odtwarzacz CD. W chwili obecnej coraz więcej nowości technicznych, coraz wymyślniejsze systemy pojawiają się na rynku (np. DAT, Mini-Disc, DCC). Dynamiczny rozwój rynku komputerów, sprawia że wzrasta ilość komputerów przystosowanych do cyfrowej obróbki sygnału. Wiele z nich ma rozdzielczość 16 bitów, czyli w niczym nie ustępują odtwarzaczom CD. Instalowanie w tych urządzeniach procesorów DSP (ang. Digital Signal Processor – Cyfrowy Procesor Sygnałowy) pozwala na znaczne przyspieszenie obliczeń, a co za tym idzie realizację wielu efektów w czasie rzeczywistym. Urządzenia te oprócz zawrotnych możliwości mają z reguły bardzo wysokie ceny. Niestety wielu potencjalnych użytkowników komputerów może sobie jedynie marzyć o posiadaniu takich "cudów techniki".

Opisywane tutaj urządzenie pozwala na zwiększenie dynamiki posiadanych już urządzeń elektroakustycz-

nych. Urządzenie zostało zaprojektowane z myślą o użyciu w Amidze, ale z powodzeniem może być zastosowane w jakimkolwiek innym komputerze posiadającym możliwość rejestracji i odtwarzania dźwięku, a także zestawie elektroakustycznym jako odpowiednik systemu redukcji szumów dbx.

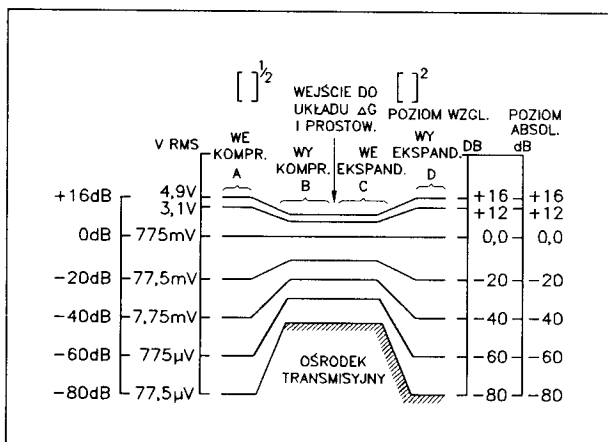
Zapewne wielu czytelników miało do czynienia z Amigą. Ci którzy przede wszystkim zwracali uwagę na walory dźwiękowe tego komputera, zdają sobie sprawę z ograniczeń, jakie niesie ze sobą ośmiobitowa rozdzielczość.

Montując komparator, w stosunkowo prosty sposób uzyskać można dwukrotnie zwiększenie dynamiki sygnału. W wypadku przetworników ośmiobitowych z wartości 48 dB do 96 dB. Nie będzie to jednak szesnastobitowa rozdzielczość, gdyż nadal ilość stopni kwantowania będzie odpowiadała ośmiu bitom. Pod względem rozpiętości dynamiki otrzymamy jednakże odpowiednik systemów szesnastobitowych. Co to oznacza? Wyobraźmy sobie dwa sygnały: jeden o amplitudzie zbliżonej do zakresu maksymalnego przetwornika, a drugi o amplitudzie stanowiącej zaledwie 1 procent zakresu maksymalnego. W przetworniku ośmiobitowym pierwszy zostanie odtworzony poprawnie, natomiast drugi niewiele będzie się różnił od szumu. Po zastosowaniu układu komparatorowego oba sygnały zostaną odtworzone ze zbliżoną wiernością. Szczególne dobre rezultaty, można uzyskać przy użyciu dobrej jakości przetwornika A/C.

Opis konstrukcji

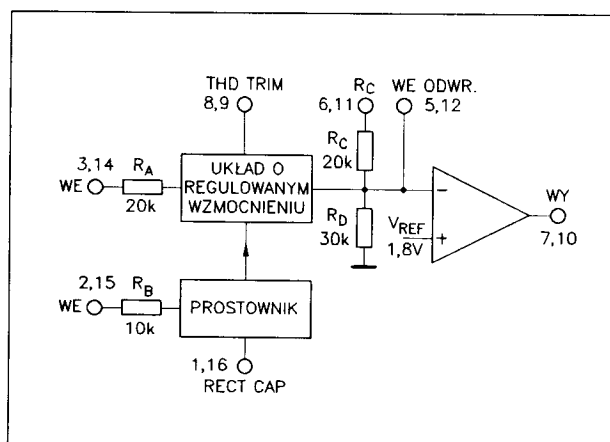
Należy zacząć od wyjaśnienia tego, czym jest komparator. Otóż nazwa komparator pochodzi z języka angielskiego (compandor) i jest złożeniem dwóch słów: comp-ressor i exp-andor. I faktycznie w skład komparatora wchodzi kompresor oraz ekspandor. Pierwszy z nich jest odpowiedzialny za kompresję sygnału do przedziału o zmniejszonej dynamice, a drugi za ekspansję do postaci pierwotnej. Sygnał po kompresji ma zawężony zakres dynamiczny, co pozwala na łatwiejsze oddzielenie go od szumów występujących w kanale transmisyjnym. Mówiąc językiem bardziej obrazowym, urządzenie działa na tej zasadzie, że wszystkie sygnały o poziomie mniejszym od 0 dB (775 mV) są wzmacniane, a

sygnały o poziomie większym od 0 dB są osłabiane w układzie kompresora. Po podaniu tego sygnału na układ ekspandora sygnał przyjmuje pierwotną postać poprzez wzmocnienie sygnałów o poziomie większym od 0 dB i osłabienie sygnałów o poziomie mniejszym od 0 dB. Dla pełniejszego obrazu przedstawiono diagram poziomów na rys. 1.



Rys. 1 Diagram poziomów w systemie komparatorowym

Blokowy układ kompresora przedstawiono na rys. 2. Do konstrukcji kompandora wykorzystano układ NE 571 (ewentualnie NE 570). Układ NE 570/NE 571 zawiera dwa identyczne układy kompandorów. W skład jednej połowy układu wchodzi prostownik (zawierający również przetwornik napięcie – prąd), układ o rezystancji regulowanej prądem oraz wzmacniacz operacyjny. Pełnookresowy uśredniający prostownik przekształca amplitudę sygnału przemiennego na natężenie prądu sterującego układ o przestrajanej rezystancji. Układ ten jest umieszczony w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego przez co wpływa na poziom sygnału wyjściowego.

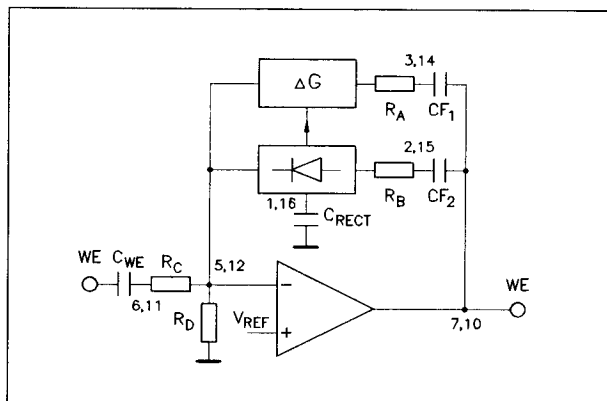


**Rys. 2 Schemat blokowy układu
kompandora NE 570/NE 571**

W oparciu o wyżej wymienione podzespoły skonstruować można:

a) kompresor

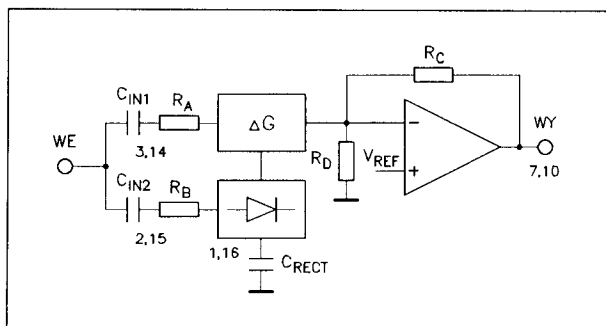
Schemat blokowy kompresora przedstawiono na rys. 3. Układ ma za zadanie, jak już wcześniej wspomniano, wzmacniać sygnały słabsze, a osłabiać mocniejsze. Prostownik jest dołączony do wyjścia, a układ o zmiennej rezystancji w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza.



Rys. 3 Schemat blokowy kompresora

b) ekspandor

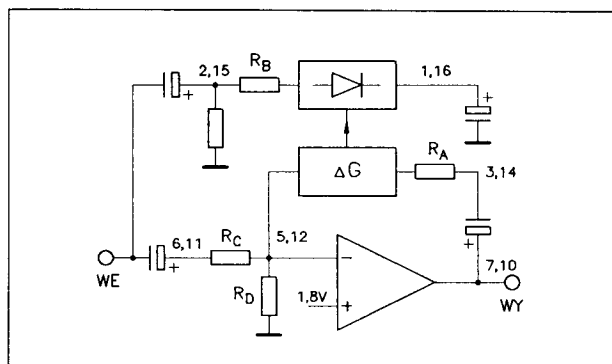
Schemat blokowy ekspandora przedstawiono na rys. 4. Zadaniem tego układu jest wzmacnianie sygnałów silniejszych i osłabianie sygnałów słabszych. Zarówno prostownik, jak i układ o zmiennej rezystancji jest dołączony do wejścia.



Rys. 4 Schemat blokowy ekspandora

c) automatyczny regulator poziomu (ARP)

Blokowo układ ARP uwidocznił na rys. 5. Ten układ może być szczególnie przydatny przy współpracy z mikrofonem. Jego zadaniem jest stabilizowanie amplitudy sygnału wyjściowego. W momencie, gdy sygnał jest słaby, układ ma duże wzmocnienie, natomiast, gdy silny ma wzmocnienie ujemne. Tutaj prostownik został dołączony do wejścia, a układ o zmiennej rezystancji w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza.



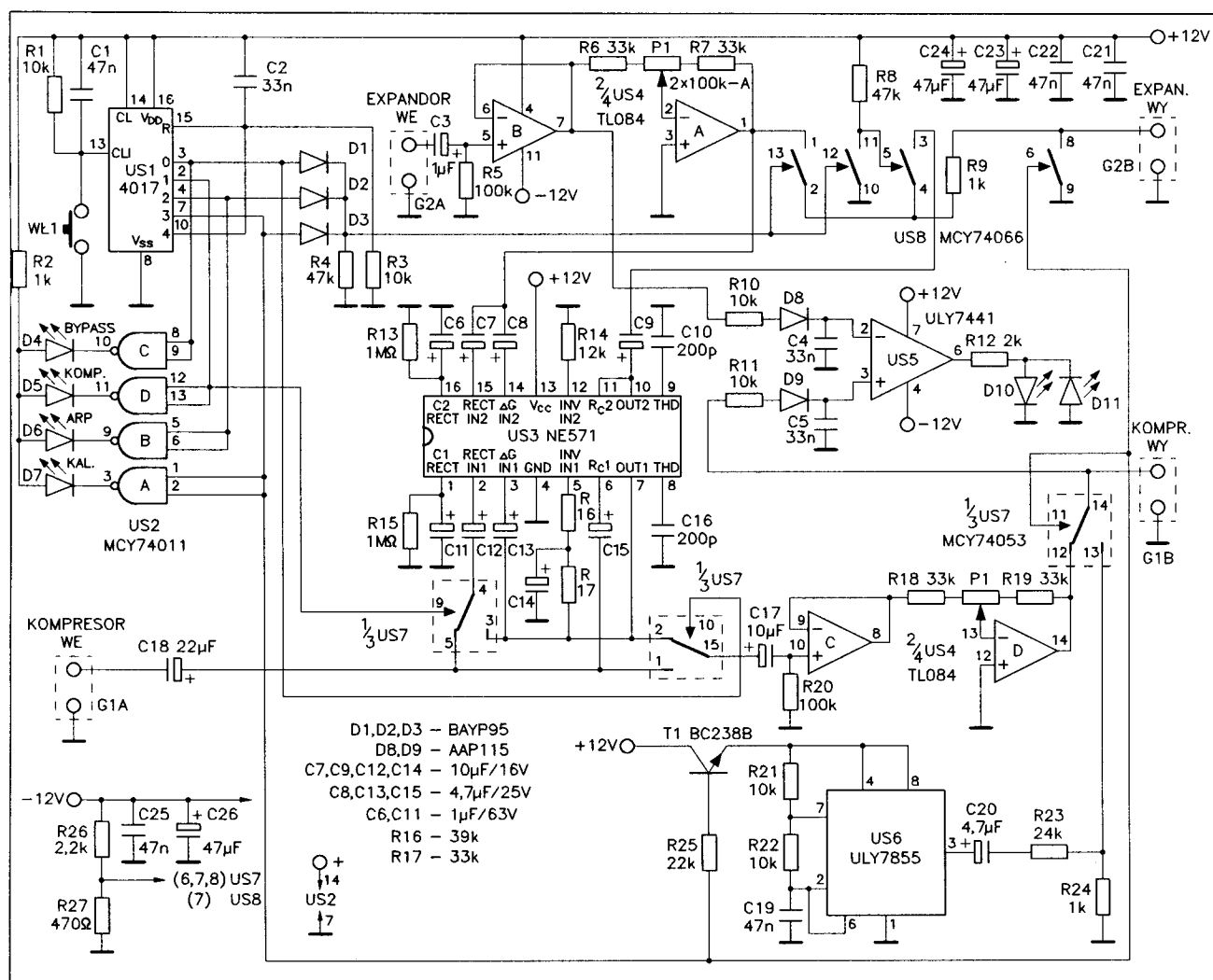
Rys. 5 Schemat blokowy automatycznego regulatora poziomu

Najważniejszym elementem komparatora jest układ NE 570, 571. Jest to uniwersalny, stosunkowo tani, dwukanałowy układ o regulowanym wzmacnieniu, w którym każdy z kanałów może być użyty jako kompresor, bądź ekspander. Jeden kanał zawiera pełnookresowy prostownik do detekcji wartości średniej sygnału, skompensowany temperaturowo liniowy układ o przestrajającym wzmacnieniu oraz wzmacniacz operacyjny. Układ posiada zakres dynamiczny większy niż 110 dB.

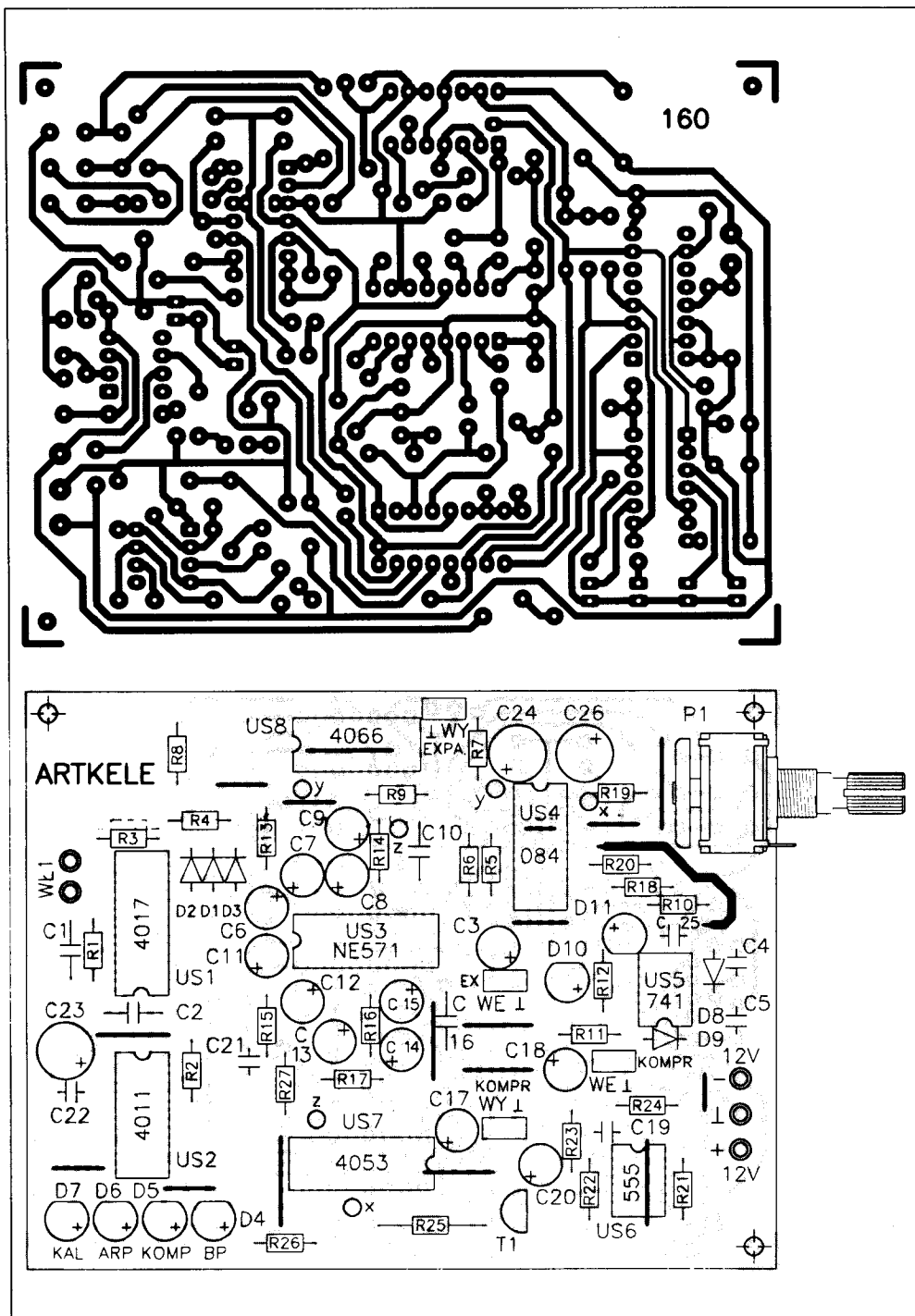
W tabeli 1 przedstawiono podstawowe parametry tych układów. Jak widać z tabeli układ NE 570 posiada minimalnie lepsze parametry, lecz dla naszych zastosowań nie ma to większego znaczenia.

Tabela 1 Wybrane parametry charakterystyczne układów NE 570/NE 571

Parametr	NE 570		NE 571		Miano
	typ	max	typ	max	
Prąd zasilania	3,2		3,2		mA
Szybkość narastania napięcia wyjściowego	$\pm 0,5$		$\pm 0,5$		V/ μ s
Zniekształcenia ukł. wzmacniającego	0,3		0,5		%
Szumy wyjściowe ekspandora	20	45	20	60	μ V
Jednostkowy poziom wzmacnienia	0	± 1	0	$\pm 1,5$	dB
Zmiana wzmacnienia w funkcji temperatury	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,1$	$\pm 0,4$	dB
Separacja kanałów	60		60		dB



Rys. 6 Schemat ideowy komparatora



Rys. 7 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenia elementów

W układach komparatorowych bardzo ważne jest przestrzeganie określonych poziomów sygnału, czyli m.in. ustalenie jednostkowego wzmocnienia toru transmisyjnego. Nie jest to zadanie łatwe (dlatego na przykład stracił na popularności komparatorowy system redukcji szumów do magnetofonów – dbx). Aby więc ułatwić ustalenie jednostkowego wzmocnienia w części sampler – komputer, w urządzeniu umieszczono elementy umożliwiające przeprowadzenie kalibracji. Tryb kalibracji polega na uruchomieniu generatora US6, podającego na wejście samplera ciągły ton o stałej amplitudzie. Sygnał z wyjścia komputera jest porównywany z sygnałem wejściowym w układzie komparatora US5. Teraz wystarczy tak wyregulować wzmocnienie w samplercie, aby diody D10 i D11 nie świeciły się. Czasem może się to okazać niemożliwe, wówczas wystarczy ustalenie takiego poziomu wzmocnienia, przy którym obie diody świecą mniej więcej jednakowo.

Po tych czynnościach wstępnych, układ jest gotowy do pracy.

Pamiętamy o tym, aby nie zmieniać już ustawienia potencjometru w samplercie. Do ewentualnych zmian poziomu sygnału wejściowego służy potencjometr P1. Układ wzmacniaczy pomocniczych US4A i US4D został skonstruowany w ten sposób, aby iloczyn ich wzmocnienia był stały. W ten sposób w każdym położeniu potencjometru P1 zapewnione jest jednostkowe wzmocnienie kanału transmisyjnego.

Układ US1 steruje przełączaniem funkcji. Przełączanie funkcji odbywa się sekwencyjnie za pomocą mikrołącznika WŁ 1. Możliwe są cztery tryby pracy:

- a) normalna (z wyłączonym układem kompresora i ekspandora),
- b) w systemie kompresji i ekspansji dźwięku,
- c) w układzie automatycznej regulacji poziomu.

Za przełączanie funkcji odpowiedzialne są klucze elektroniczne zawarte w układach US7 i US8 oraz tranzystor T1.

Diody D1÷D4 sterowane bramkami zawartymi w US2 sygnalizują tryb pracy urządzenia. Układ po zmontowaniu nie wymaga uruchamiania. Jeżeli został wykonany ze sprawnych elementów, powinien działać od razu po włączeniu zasilania. Należy zwrócić uwagę na użycie odpowiedniego potencjometru, musi mieć charakterystykę liniową (A). Urządzenie wymaga dwóch napięć zasilających +12 V i -12 V.

W przypadku instalowania przystawki do Amigi, można skorzystać z napięć wyprowadzonych na złączu szeregowym Amigi stosując gniazdo DB-25 (masa pin nr 7, +12 V pin nr 9, -12 V pin nr 10). Jako gniazda wejść i wyjść z komparatora najlepiej zastosować gniazda CINCH (w ostateczności DIN). Do wejścia G1A układu dołączamy źródło sygnału (mikrofon, magnetofon itp.), wyjście G1B dołączamy do wejścia samplera. Wejście G2A dołączamy do wyjścia AUDIO komputera (jeden z dwóch kanałów), a wyjście G2B do wzmacniacza mocy.

Po uruchomieniu programu obsługującego sampler w czasie rzeczywistym, przeprowadzamy kalibrację samplera. Procedura została opisana powyżej. Następnie po podaniu sygnału ze źródła ustalamy przy pomocy potencjometru P1, zakres amplitudy sygnału tak, aby nie występowały przesterowania.

Układ może również pracować jako automatyczny regulator poziomu sygnału z mikrofonu (odpowiednik ogranicznika amplitudy). W tym celu wykorzystujemy tylko wejście G1A i wyjście G1B, ustawiając tryb pracy komparatora na ARP.

W przypadku wzbudzania się układu US3 należy pomiędzy wyprowadzenia 5 i 7 włączyć kondensator o pojemności 30 pF.

Wykaz elementów

US1	– MCY 74017 (CD 4017)
US2	– MCY 74011 (CD 4011)
US3	– NE 571 (NE 750)
US4	– TL 084
US5	– ULY 7741 (μ A 741)
US6	– ULY 7855 (LM 555)
T1	– BC 238B lub dowolny npn
D1÷D3	– BAYP 95

D4÷D7, D10, D11	– LED typ i kolor świecenia dowolny
D8, D9	– AAP 115 lub dowolna germanowa
R27	– 470 Ω /0,125 W
R2, R9, R24	– 1 k Ω /0,125 W
R12	– 2 k Ω /0,125 W
R26	– 2,2 k Ω /0,125 W
R1, R3, R10,	
R11, R21, R22	– 10 k Ω /0,125 W
R14	– 12 k Ω /0,125 W
R25	– 22 k Ω /0,125 W
R23	– 24 k Ω /0,125 W
R6, R7, R17÷R19	– 33 k Ω /0,125 W
R16	– 39 k Ω /0,125 W
R4, R8	– 47 k Ω /0,125 W
R5, R20	– 100 k Ω /0,125 W
R13, R15	– 1 M Ω /0,125 W
P1	– 2×100 k Ω – A PR 162
C10, C16	– 200 pF/160 V KSF-020-ZM
C2, C4, C5	– 33 nF/100 V MKSE-018-02
C1	– 47 nF/100 V MKSE-018-02
C19, C21, C22, C25	– 47 nF KFP
C3, C6, C11	– 1 μ F/63 V 04/U
C8, C13, C15, C20	– 4,7 μ F/25 V 04/U
C7, C9, C12,	
C14, C17	– 10 μ F/16 V 04/U
C18	– 22 μ F/16 V 04/U
C23, C24, C26	– 47 μ F/16 V 04/U
płytką drukowaną numer 160	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 23.800 zł + koszty wysyłki.

◇ Tomasz Kwiatkowski

Układ HX PRO do magnetofonu kasetowego

Układ jest przewidziany do zastosowania w magnetofonach kasetowych w celu poprawy dynamiki wysokich tonów. Opracowany jest w sposób uniwersalny umożliwiający montaż w różnych magnetofonach po dokonaniu drobnych modyfikacji. Wskazane jest aby magnetofon był wyposażony w układ redukcji szumów.

Dynamiczna regulacja prądu podkładu

Zapis magnetyczny wykorzystuje właściwości magnetyczne taśmy magnetofonowej do utrwalenia sygnału elektrycznego w formie namagnesowania taśmy. Właściwości taśmy określone są pętlą histerezy znaną powszechnie z magnesowania żelaza. Jej podstawową i niestety niekorzystną właściwością jest duża nieliniowość. Prowadzi to do powstania zniekształceń nieliniowych zapisanego sygnału. Zniekształcenia te można zmniejszyć przez przesunięcie punktu pracy na bardziej

liniowy odcinek krzywej magnesowania. Uzyskuje się to przez dodanie do zapisywanego sygnału składowej stałej. Składowa stała prądu przy zapisie nosi nazwę podkładu prądu stałego. Wadą tego rozwiązania jest duży poziom szumów. Najbardziej radykalną metodą jest zastosowanie podkładu prądu zmiennego. Do zapisywanego sygnału dodaje się prąd zmienny o częstotliwości powyżej częstotliwości akustycznych (najczęściej 50÷100 kHz). Taśma jest teraz magnesowana w dwóch kierunkach dzięki czemu uzyskuje się kompensację zniekształceń nieliniowych i znaczną redukcję szumów. Prąd podkładu jest kilkakrotnie większy od zapisywanego sygnału. Dobór prądu podkładu podyktowany jest kompromisem małych zniekształceń nieliniowych sygnałów o niskich częstotliwościach i szerokością pasma. Małe zniekształcenia nieliniowe wymagają stosowania dużego (odpowiedniego dla rodzaju taśmy) prądu podkładu.

Wzrost prądu podkładu powoduje jednak ograniczenie górnej częstotliwości pasma. Zwiększenie zawartości wysokich tonów uzyskuje się po zmniejszeniu prądu podkładu.

Wprowadzenie magnetofonów kasetowych korzystających z wąskiej taśmy i pracujących przy małej szybkości przesuwu taśmy uwypukliło jeszcze jeden niekorzystny efekt polegający na ograniczeniu dynamiki tonów wysokich zapisywanych audycji. Magnetofon kasetowy wyraźnie gorzej odtwarzał wysokie tony niż tradycyjny magnetofon szpulowy pracujący z szybkością przesuwu taśmy 19,05 cm/s. Przodujące firmy światowe rozpoczęły badania co jest tego przyczyną i jak poprawić jakość nagrań. Okazało się, że zmniejszenie szybkości przesuwu powoduje zmniejszenie zakresu możliwegoysterowania taśmy przy wysokich częstotliwościach i w efekcie zmniejsza ich dynamikę. Objawia się to zmianą górnej częstotliwości granicznej przy zmianie poziomu nagrywanego sygnału. Przykładowo przy poziomie zapisywanego sygnału -20 dB i taśmie żelazowej górna częstotliwość graniczna (-3 dB) wynosi 12,5 kHz. Przy poziomie zapisu -10 dB częstotliwość ta wynosi 10,5 kHz, a przy poziomie 0 dB – 6 kHz. Dla uzyskania zadowalającej wierności odtwarzania górna częstotliwość graniczna powinna wynosić 12÷14 kHz przy poziomach zapisu -3...-6 dB.

Pierwszym sposobem poprawienia dynamiki zapisywanych tonów wysokich jest stosowanie taśm magnetofonowych o wymaganym większym magnesowaniu i w kolejności są to taśmy chromowe i metalowe. Zastosowanie taśmy metalowej pozwala na poprawę dynamiki tonów wysokich o 7÷10 dB. Drugim sposobem jest stosowanie dynamicznego podkładu, polegające na zmniejszaniu prądu podkładu przy zapisie audycji o dużej zawartości tonów wysokich i dużym ich poziomie. W 1979 roku Dolby Laboratories przedstawiło system Dolby HX (Headroom eXtention – zwiększenie dynamiki) współpracujący z systemem redukcji szumów Dolby B. System ten został skrytykowany przez szwajcarską firmę Studer-Revox. W 1980r specjaliści duńskiej firmy Bang & Olufsen wraz z Dolby Laboratories zmodyfikowali system Dolby HX i nazwali go Dolby HX PRO (PROfessional). System ten opiera się na regulacji prądu podkładu w kierunku utrzymania stałej sumy zapisywanego sygnału o wysokich częstotliwościach i prądu podkładu. System ten daje mniejszą poprawę dynamiki niż poprzedni, ale nie posiada dyskryminujących go wad. Uzyskuje się poprawę dynamiki tonów wysokich rzędu 3÷5 dB. Prezentowany układ działa w oparciu o tą samą zasadę.

Schemat ideowy i opis działania

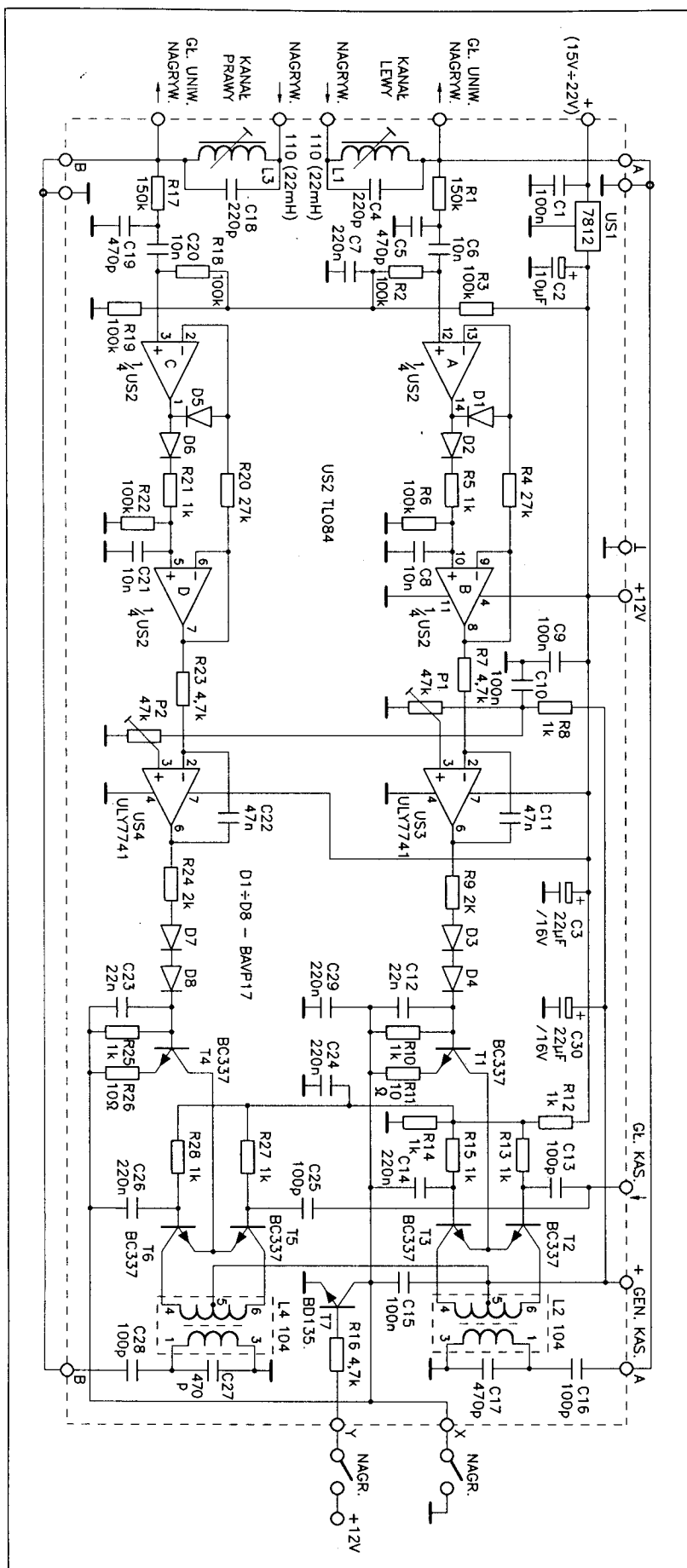
Schemat ideowy układu przedstawiony jest na rys. 1.

Na płycie drukowanej znajdują się dwa identyczne układy obsługujące dwa kanały zapisu wykorzystywane przy zapisie stereofonicznym. Opiszemy działanie jed-

nego z nich np. kanału lewego. Sygnał z wyjścia wzmacniacza zapisu podawany jest na wejście NAGRYW., do którego podłączony jest filtr składający się z cewki L1 i kondensatora C4. Zadaniem tego filtru jest zminimalizowanie przekazywania napięcia podkładu w.cz. do toru zapisu, dzięki czemu unika się ewentualnych interferencji zapisywanego sygnału z napięciem podkładu. Po przejściu przez filtr sygnał zapisu jest sumowany z napięciem podkładu i podawany z wyjścia GŁ. UNIW. NAGRYW. do głowicy nagrywającej (uniwersalnej). Z tego samego punktu przez rezystor R1 i dalej kondensator C6 suma sygnału o wyższych częstotliwościach i napięcia podkładu jest podawana na wejście wzmacniacza operacyjnego A (US2). Wzmacniacz ten pełni rolę ogranicznika jednostronnego. Na jego wyjściu występują tylko połówki dodatnie przebiegu wejściowego.

Wzmacniacze operacyjne układu scalonego US2 zasilane są pojedynczym napięciem +12 V i dlatego na wejściu wzmacniaczy A i C znajduje się układ wprowadzający polaryzację wejść napięciem równym połowie napięcia zasilającego. Stanowią go rezystory R2, R3, R18 i R19, oraz kondensator C7. Dioda D2 linearyzowana rezystorem R5 tworzy z rezystorem R6 i kondensatorem C8 prostownik szczytowy. Napięcie stałe z prostownika podawane jest do układu wtórnika na wzmacniaczu operacyjnym B. Z wyjścia wtórnika napięcie podawane jest do układu całkującego zrealizowanego na wzmacniaczu operacyjnym US3 (ULY 7741). Układ ten pełni zasadniczą rolę detektora błędów porównując napięcie stałe z wtórnika z napięciem odniesienia ustalonym za pomocą rezystora nastawnego P1. Napięcie na jego wyjściu jest zależne od różnicy tych dwóch napięć wejściowych i podawane jest za pośrednictwem rezystora R9 i szeregowo połączonych diod D3 i D4, obniżających napięcie na bazę tranzystora T1. Tranzystor T1 włączony jest w obwód zasilania tranzystorów wzmacniacza w.cz. (T2 i T3) i służy do zmiany napięcia zasilania tych tranzystorów.

Tranzystory T2 i T3 pracują jako przeciwsoobny wzmacniacz w.cz. sterowany sygnałem podawanym na wejście GŁ. KAS. z głowicy kasującej magnetofonu, lub z generatora kasującego magnetofonu. Bez układu HX PRO generator kasujący był jednocześnie źródłem prądu podkładu. Tranzystor T2 pracuje w układzie ze wspólnym emiterem, natomiast T3 w układzie ze wspólną bazą. Obciążeniem tranzystorów jest transformator w.cz. L2. Z uzwojenia wtórnego transformatora pobierane jest napięcie w.cz. (50÷100 kHz) i podawane przez kondensator C16 do wejścia układu i dalej głowicy nagrywającej magnetofonu. Zmiany napięcia zasilania wzmacniacza w.cz. realizowane przez tranzystor T1 zależnie od napięcia regulującego z układu całkującego będą powodowały zmianę napięcia w.cz. – napięcia podkładu. Działanie układu regulacyjnego dąży do utrzymania stałej sumy napięcia podkładu w.cz. i składowych sygnału zapisywanego o wyższych częstotliwościach.



Rys. 1 Schemat ideowy układu HX PRO

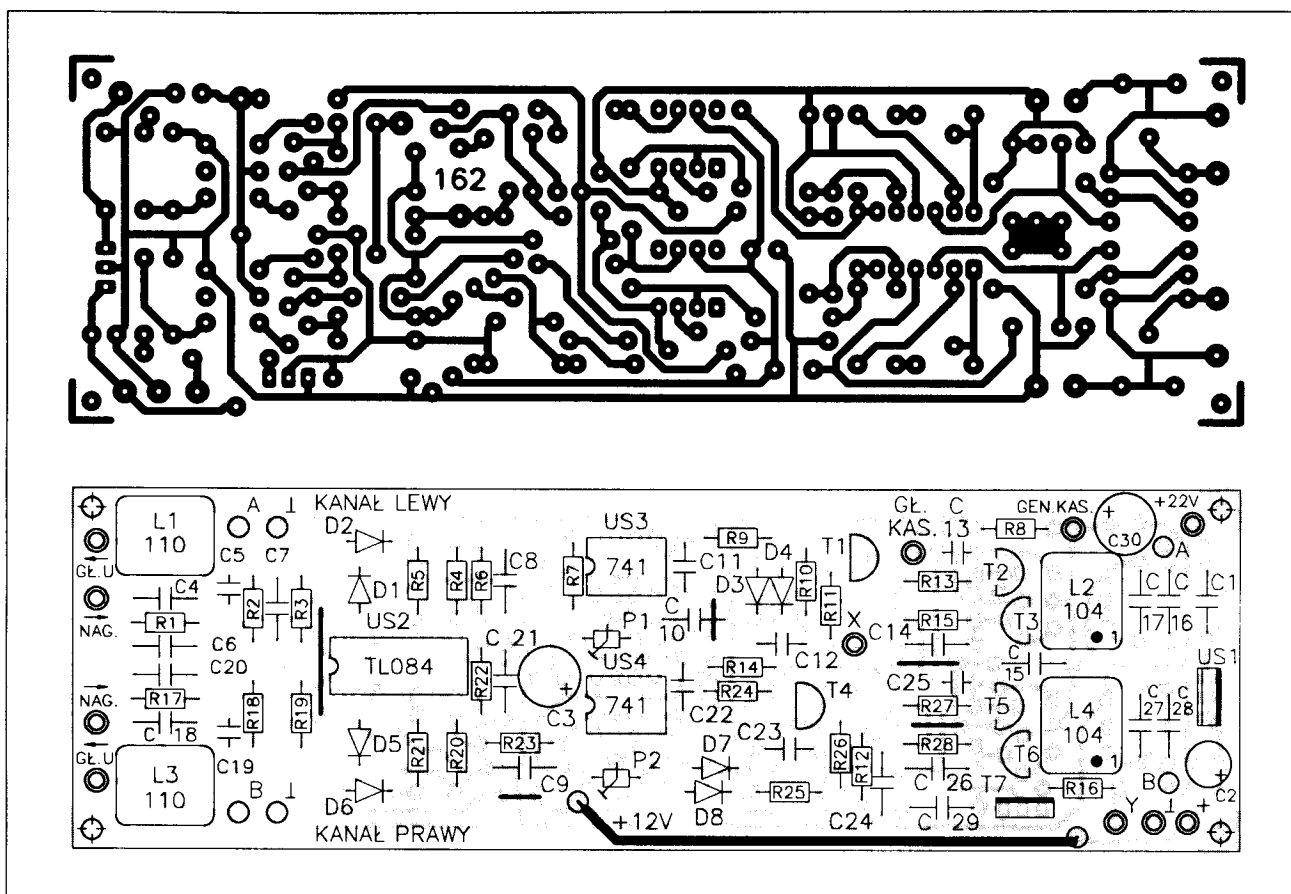
Dla uzyskania uniwersalności układ jest wyposażony w dodatkowe podzespoły, które mogą być montowane w miarę potrzeby. Pierwszym z nich jest stabilizator napięcia 12 V (US1) wymagany wtedy jeśli zasilacz magnetofonu nie wytwarza takiego napięcia (magnetofony Kasprzakowskie). Kolejnym jest tranzystor T7 i rezystor R16 przewidziany do włączania podkładu w.c.z. w magnetofonach posiadających włączanie zapisu napięciem wysokim 5 – 22 V. W magnetofonach posiadających włączanie generatora kasującego przez podanie napięcia zasilającego można punkt X podłączyć bezpośrednio do masy.

Montaż i uruchamianie

Widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów przedstawia rys. 2.

Przed montażem elementów RC zamontować kołki wyprowadzeń i mostki. Następnie montować cewki i na końcu półprzewodniki. Wyprowadzenie nr 1 w cewkach typu 10×10 jest oznaczone okrągłym występem na spodniej stronie korpusu. Tranzystory T1÷T6 montować na wysokości 10 mm nad płytką. Jeżeli magnetofon posiada filtry podkładu na wyjściu toru zapisu nie trzeba montować elementów L1, C4 i L2, C18. W miejsce kondensatorów C4 i C18 można zamontować zwory. Jeżeli w magnetofonie jest dostępne napięcie +12 V nie montować stabilizatora US1 i kondensatorów C1 i C2. Zastanowić się nad sposobem włączania wzmacniacza w.c.z. i jeśli nie będzie potrzeby nie montować tranzystora T7 i rezystora R16. Sprawdzić poprawność montażu i można przystąpić do zamontowania płytki w magnetofonie. Płytkę nie powinna być zamontowana w pobliżu wzmacniacza zapisu z uwagi na promieniowanie napięcia podkładu. Najlepiej jeśli znajdzie się w pobliżu generatora kasowania.

Wszystkie obwody sygnałowe należy łączyć przewodem ekranowanym, a szczególnie obwód napięcia w.c.z. z generatora kasującego do wzmacniacza w.c.z. i obwody napięcia podkładu z sygnałem zapisu do głowicy zapisującej (uniwersalnej).

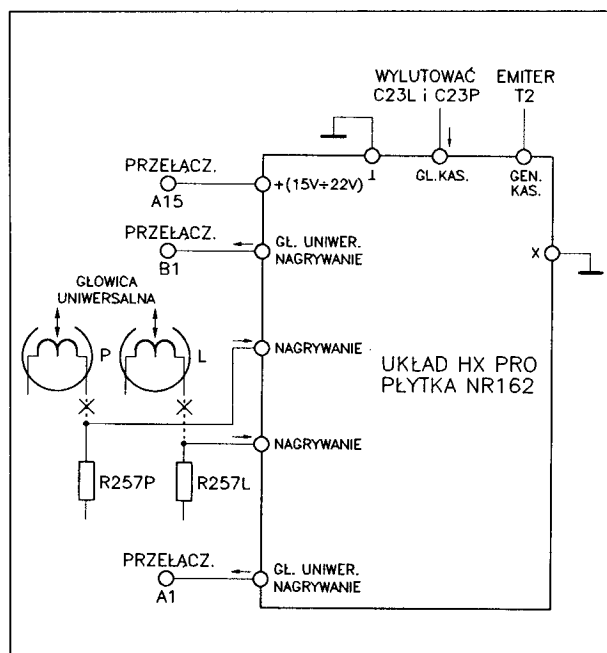


Rys. 2 Obwód drukowany i rozmieszczenie elementów

Także w obrębie płytki drukowanej należy połączyć ze sobą, przewodem ekranowanym punkty A i B. Eliminuje się w ten sposób długą ścieżkę na płytce, która może być źródłem promieniowania sygnału w.cz.

Zidentyfikować obwód zasilania generatora kasującego i połączyć go z zaciskiem +GEN. KAS. na płytce. Zależnie od potrzeby połączyć obwód masy wzmacniacza w.cz. (punkt X, lub punkt Y). Podłączyć zasilanie +12 V, lub wyższe napięcie z koniecznością zastosowania stabilizatora US1. Połączyć masę płytki z masą magnetofonu. Przykładowe połączenia płytki HX PRO w magnetofonie M 3016 (Z.R.K.) przedstawiono na rys. 3.

Po włączeniu zasilania magnetofonu sprawdzić poprawność napięć zasilających na płytce HX PRO i w magnetofonie (w magnetofonie wskazany jest pomiar napięć zasilających przed podłączeniem płytki HX PRO). Układ uruchamia się po włączeniu zapisu bez obecności sygnału. Oscyloskopem wyposażonym w sondę 1:10 sprawdzić obecność sygnału w.cz. na wyjściu GŁ. KAS. płytki i na bazach tranzystorów T2 i T5. Następnie sprawdzić występowanie napięcia podkładu w punktach GŁ. UNIW. NAGRYW kanału lewego i prawego. Zewrzeć kondensatory C5 i C19 do masy. Pokręcając rdzeniami cewek L2 i L4 uzyskać maksimum napięcia podkładu. W razie konieczności dobrać kondensatory C17 i C27. Pokręcając rdzeniami cewek L1 i L3 uzyskać minimum napięcia podkładu na wyjściu wzmacniacza zapisu. Rozewrzeć kondensatory C5 i C19.



Rys. 3 Połączenie płytki HX PRO w magnetofonie M 3016

Rezystorami nastawnymi P1 i P2 wyregulować wielkość prądu podkładu. Prąd podkładu mierzy się np. oscyloskopem przez pomiar napięcia w.cz. na rezystorze w obwodzie głowicy. W magnetofonach "dirowskich" jest

montowany rezystor 10 Ω , a w kasprzakowskich 100 Ω . Aby uzyskać prąd zmierzone napięcie trzeba zgodnie z prawem Ohma podzielić przez rezystancję.

Prądy podkładu powinny być następujące:

taśma żelazowa (IEC I)	350–450 μ A
taśma chromowa (IEC II)	550–650 μ A
taśma metalowa (IEC IV)	750–850 μ A

Podane wartości są wartościami skutecznymi, a przy pomiarze oscyloskopem łatwiej operuje się wartościami międzyszczytowymi. Aby uzyskać wartość międzyszczytową napięcia należy podany prąd pomnożyć przez rezystancję rezystora (10, lub 100 Ω), a uzyskaną wartość pomnożyć przez liczbę 2,82. W przypadku trudności z uzyskaniem podanej wielkości prądu podkładu prawdopodobnie będzie konieczne zmniejszenie napięcia zasilającego wzmacniacz w.cz. przez włączenie w szereg z zasilaniem rezystora 0,5 W o odpowiednio dobranej rezystancji, aby napięcie zasilające wzmacniacz mieściło się w przedziale 6 – 10 V przy taśmie żelazowej. Zmianę prądu podkładu dla poszczególnych rodzajów taśm uzyskuje się przez zmianę napięcia zasilającego wzmacniacz w.cz., pobieranego z zasilania generatora kasowania. Zmiana tego napięcia jest realizowana w układzie magneto fonu. Po zakończeniu regulacji można przystąpić do wykonania próbnych nagrań i sprawdzenia efektów działania wykonanego układu.

Wykaz elementów

US1	– LM 7812
US2	– TL 084
US3, US4	– ULY 7741 (μ A 741)
T1÷T6	– BC 337
T7	– BD 135 (BD 137, 139)

D1÷D8	– BAVP 17 (1N4148)
R11, R26	– 10 Ω /0,25 W
R5, R8, R10, R12, R13, R14, R15, R21, R25, R27, R28	– 1 k Ω /0,125 W
R9, R24	– 2 k Ω /0,125 W
R7, R16, R23	– 4,7 k Ω /0,125 W
R4, R20	– 27 k Ω /0,125 W
R2, R3, R6,	
R18, R19, R22	– 100 k Ω /0,125 W
R1, R17	– 150 k Ω /0,125 W
C13, C25	– 100 pF KCP
C16, C28	– 100 pF/100 V KSF-020-ZM
C4, C18	– 220 pF/100 V KSF-020-ZM
C5, C19	– 470 pF KCP
C17, C27	– 470 pF/100 V KSF-020-ZM
C6, C8, C20, C21	– 10 nF/100 V MKSE-018-02
C12, C23	– 22 nF KFPf
C11, C22	– 47 nF/100 V MKSE-018-02
C1, C9, C10, C15	– 100 nF/100 V MKSE-018-02
C7, C14, C24,	
C26, C29	– 220 nF/100 V MKSE-018-02
C2	– 10 μ F/25 V 04/U
C3, C30	– 22 μ F/16 V 04/U
L1, L3	– filtr 10×10 110 (22 mH)
L2, L4	– filtr 10×10 104
Płytką drukowaną nr 162	

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.
Cena: 19.800 zł + koszty wysyłki.

◇ R. K.

Symulator alarmu do samochodu

Nie ma chyba właściciela samochodu, który nie chciałby zabezpieczyć swojej własności przed grabieżą. Mowa tu zarówno o kradzieży całego auta, jak i o rabunku poszczególnych jego części. Niezłą bowiem gratką dla potencjalnego złodzieja może okazać się część wyposażenia samochodu, jakim jest na przykład radioodtwarzacz. Dawniej zdarzało się (a zapewne zdarza się i teraz), iż rabuś pokusił się nawet o odkręcenie kół, wykręcenie anteny lub zdjęcie wycieraczek.

Producenci samochodów wiedzą doskonale o tych zakusach i dlatego niektóre modele swoich samochodów wyposażają w najprzeróżniejszych rodzaju systemy alarmowe. Dotyczy to jednakże modeli najwyższej klasy; nie można więc ukryć, że są to modele najdroższe, a co za tym idzie będące w posiadaniu jedynie niewielu wybrańców losu. Zdecydowana większość "zmotoryzowanych" to właściciele samochodów o niższym standardzie, które

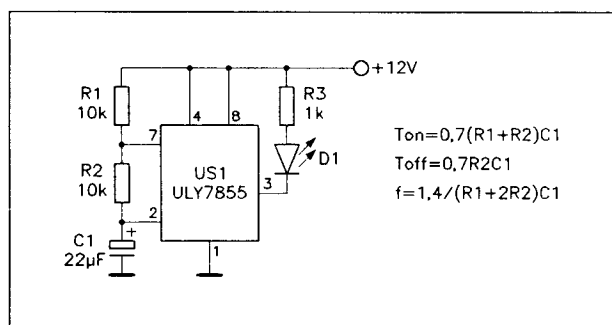
z reguły nie są wyposażane w systemy alarmowe. Posiadaczom takich aut pozostaje zaopatrzyć je w autoalarm. Na łamach "Praktycznego Elektronika" był już opisywany samochodowy układ alarmowy. Zdarza się jednakże, iż wydaje się to być mało opłacalne – na przykład, gdy samochód jest zbyt stary lub właściciela nie stać na zakup odpowiedniego urządzenia, lub też woli nie ingerować w "wewnętrzną strukturę" swojego pojazdu w obawie przed pogorszeniem jego stanu. Dla wszystkich, którzy nie posiadają żadnego układu alarmowego, przydatnym może okazać się jeden ze schematów zamieszczonych na rysunkach poniżej. Są to proste układy symulatorów alarmu skutecznie odstraszaające potencjalnych złodziei. Migająca dioda świadczy o tym, że w danym samochodzie najprawdopodobniej zamontowany jest system alarmowy. Zainteresowani, ze względu na konsekwencje, nie będą chcieli sprawdzać

czy rzeczywiście taki system znajduje się w samochodzie, czy też nie.

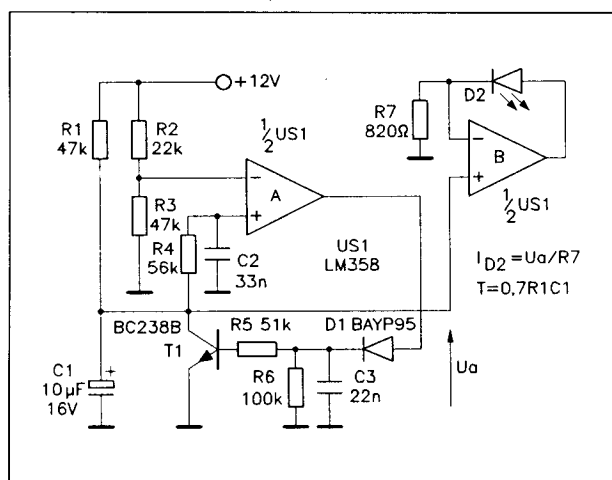
Tak więc jest to rozwiązanie przynajmniej częściowo umożliwiające zabezpieczenie przed niespodziewaną ingerencją rabusiów.

Opisy układów

Układ przedstawiony na rys. 1 jest najprostszy. Został zbudowany w oparciu o popularny układ multiwibratora astabilnego 555. Wersja standardowa tego układu (np. ULY. 7855) pobiera więcej prądu, dlatego wskazane jest użycie wersji CMOS. Jednak nawet ze standardową wersją, możliwe jest nieprzerwane działanie przez około 200 dni (przy zasilaniu tylko z akumulatora). Bez obawy można więc włączyć układ na stałe do obwodu zasilania samochodu (bez wyłącznika zasilania). Częstotliwość pulsowania ustalona jest przez wartości elementów R1, R2, C1. Czytelnicy, którzy chcieliby ustalić indywidualnie częstotliwość pulsowania, mogą skorzystać z przybliżonych wzorów podanych na schemacie.



Rys. 1 Schemat ideowy symulatora alarmu z wykorzystaniem układu tajmera 555



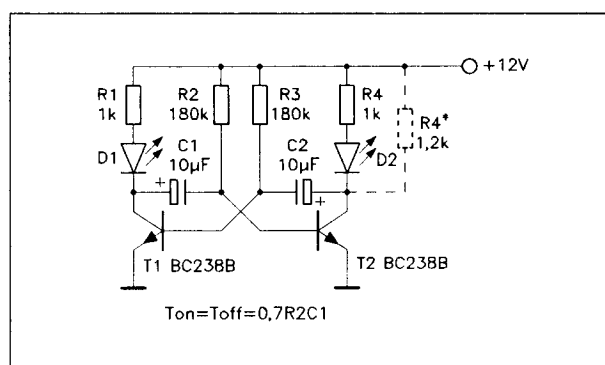
Rys. 2 Schemat ideowy symulatora alarmu z wykorzystaniem układu LM 358

Układ przedstawiony na rys. 2 jest "półdyskretną" odmianą pierwszego. Jest on jeszcze bardziej oszczędny i pozwala na nieprzerwaną pracę przez co najmniej

300 dni. Generator przebiegów piłokształtnych tworzą wzmacniacz operacyjny US1A oraz T1. Kondensator C1 jest ładowany prądem płynącym przez rezystor R1. Po naładowaniu się kondensatora do napięcia równego napięciu z dzielnika R2, R3 wzmacniacz US1A, pełniący funkcję komparatora, włącza tranzystor T1 rozładowujący kondensator C1. Dioda D1, oraz kondensator C3 podtrzymują napięcie sterujące tranzystor, na czas zapewniający pełne rozładowanie się kondensatora C1.

US1B stanowi przetwornik napięcia z generatora na prąd diody świecącej. W efekcie uzyskuje się cykliczne, powolne rozjaśnianie diody. Taki sposób sygnalizacji alarmu został podpatrzony w jednym z najdroższych modeli BMW. Spoczynkowy pobór prądu przez układ LM 358 wynosi 1 mA. Prąd diody można ustalić indywidualnie, korzystając z zależności $I \text{ [mA]} = U_a \text{ [V]} / R_7 \text{ [k}\Omega\text{]}$. Zmianę częstotliwości pracy osiąga się przez zmianę pojemności kondensatora C1.

Należy zaznaczyć, że stosując diody o podwyższonej jasności można dodatkowo zmniejszyć pobór prądu, a tym samym zwiększyć żywotność akumulatora. Trzeba wówczas zwiększyć wartość R3 (rys. 1) lub R7 (rys. 2).



Rys. 3 Schemat ideowy symulatora alarmu z wykorzystaniem układu multiwibratora tranzystorowego

Trzecim rozwiązaniem symulatora jest układ multiwibratora (rys. 3). Działanie multiwibratora było już opisane w PE 8/93. Układ pozwala na przemienne zapalanie dwóch diod świeących D1 i D2. Można też zastosować tylko jedną diodę D1. Wtedy zamiast diody D2 i Rezystora R4 montuje się rezystor R4* o wartości 1,2 kΩ. Układ zasilany z akumulatora o pojemności 45 Ah będzie pracował nieprzerwanie przez prawie 200 dni.

Podane powyżej przykłady rozwiązań symulatorów alarmu są proste i nie powinny sprawić kłopotów nawet mało zaawansowanym elektronikom. Istnieje jeszcze jedno bardzo proste rozwiązanie (trochę droższe), które proponujemy wygodnym elektronikom. Jest nim zastosowanie diody świecącej zintegrowanej z generatorem, tzw. diody pulsującej, do której doprowadza się tylko napięcie zasilania, a wewnętrzny generator zapala i gasi diodę.

◇ Tomasz Kwiatkowski

Głowica UKF OIRT/CCIR

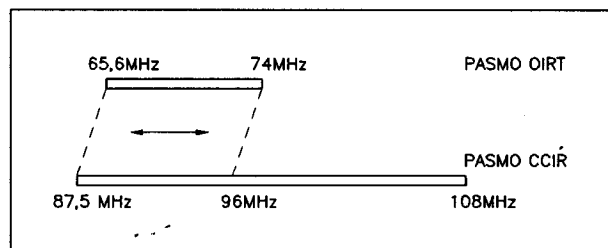
Specjalnie dla Czytelników Praktycznego Elektronika jeden z konstruktorów firmy DIORA SA przedstawia opis dwuzakresowej głowicy UKF stosowanej w odbiornikach TOSCA AWS 306 i 307. Głowicę tą można zamontować w innych tunerach produkcji DIORA SA, umożliwiając tym samym odbiór programów UKF nadawanych w paśmie OIRT i CCIR.

Zmiany gospodarcze i polityczne zachodzące w naszym kraju, a zwłaszcza decyzje Krajowej Rady Radiofonii i Telewizji o przyznawaniu licencji coraz większej ilości rozgłośni lokalnych spowodowały znaczne przyspieszenie wdrażania do powszechnego użytkowania standardu CCIR w zakresie fal ultrakrótkich. Przyjęcie ponad trzydzieści lat temu przez Polskę standardu OIRT obejmującego zakres 66–73 MHz było pociągnięciem wyjątkowo niefortunnym, a podstawową "zaletą" tego wyboru było uniemożliwienie odbioru programów radiofonicznych z Europy Zachodniej. Mimo rozszerzenia po pewnym czasie zakresu na 65,5–74 MHz dalej eksploatowany standard zawierał wiele wad z których najważniejsze to :

- pasmo 8,5 MHz zbyt wąskie dla zapewnienia odpowiedniego pokrycia powierzchni kraju czterema programami radiofonicznymi
- wysoki poziom zakłóceń interferencyjnych
- nieoptymalny rozkład częstotliwości szczególnie wpływający na jakość odbioru programów stereofonicznych
- ograniczona możliwość stosowania i wykorzystywania właściwości nowoczesnych podzespołów wytwarzanych wg. najnowszych technologii i dostosowanych do standardu CCIR
- ograniczenie możliwości eksportowych odbiorników radiofonicznych, przez konieczność wykonywania odbiorników w dwu wersjach, a tym samym pogorszenie ekonomiczności produkcji sprzętu
- konieczność specjalnego oprogramowania mikroprocesorów w przypadku odbiorników z syntezą częstotliwości sterowanych mikroprocesorem

Od kilkunastu już lat specjaliści postulowali konieczność przejścia ze standardu OIRT (65,5–74 MHz) na standard CCIR (87,5–108) MHz. Sprawa stała się tym bardziej pilna ze względu na wzrastającą ilość radiostacji emitujących programy stereofoniczne, a tym samym pogarszające się warunki odbioru. Oczywiście zmiana standardu nie może nastąpić nagle lecz musi być poprzedzona okresem przejściowym – dość długim ze względu na ilość odbiorników radiofonicznych użytkowanych w kraju, a dostosowanych tylko do odbioru w standardzie OIRT. Jeszcze trzy lata temu przewidywano docelowe przejście na zakres 87,5–108 MHz w 2005 r., jednak gwałtownie wzrastająca ilość rozgłośni komercyjnych pracujących w tym zakresie znacznie przyspieszy te plany.

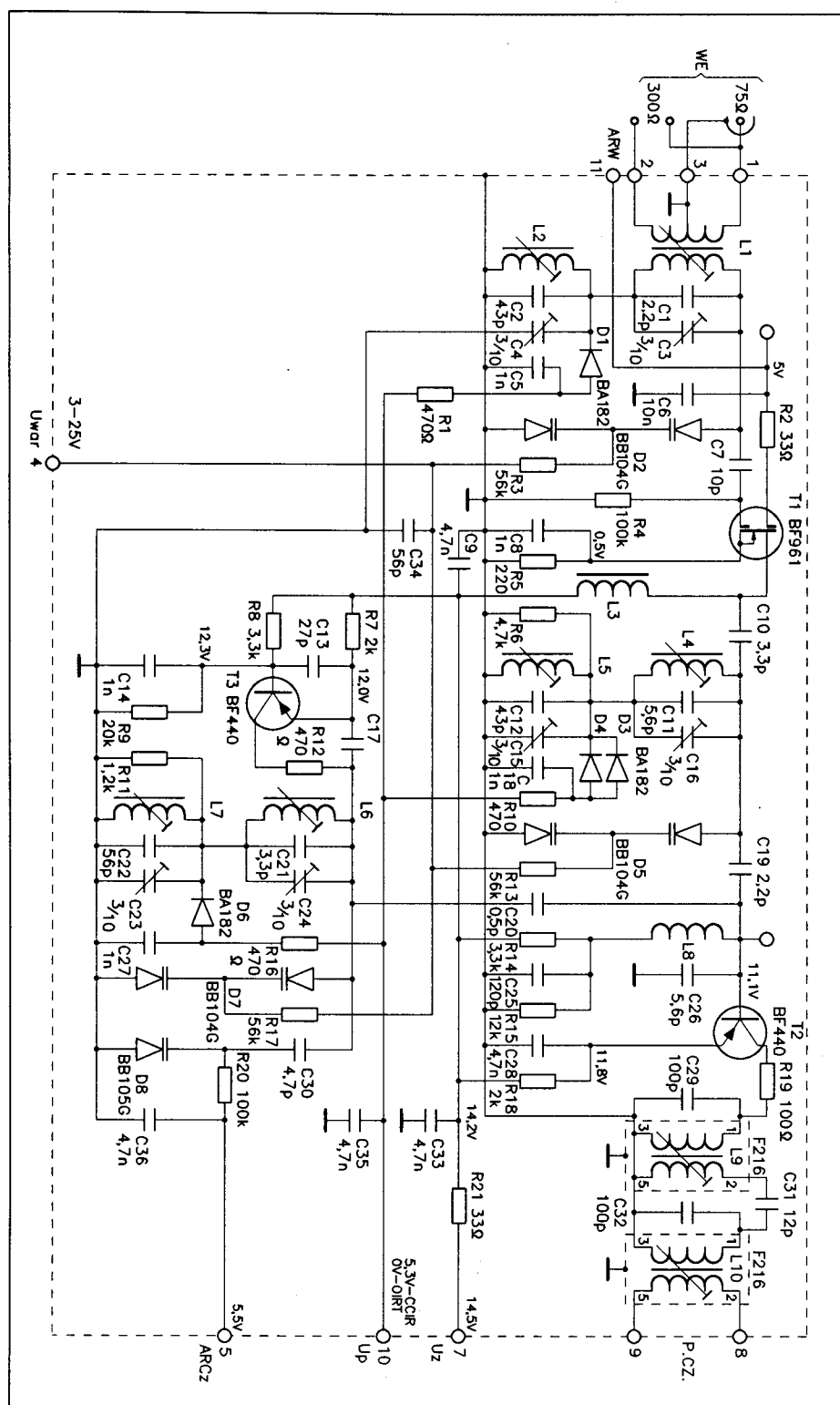
Pomimo, że już od trzech lat krajowi producenci wyposażają swe wyroby w oba pasma UKF (OIRT i CCIR) to jednak jeszcze przynajmniej większość odbiorników eksploatowanych w kraju posiada możliwość pracy tylko w paśmie OIRT. Są różne sposoby dostosowania takich odbiorników do pracy w paśmie CCIR, z których najprostsz, ale i zarazem najmniej polecany to konwerter dołączany do gniazda antenowego na zewnątrz odbiornika. Konwerter umożliwia przesunięcie odbieranego pasma częstotliwości w inny zakres – dostępny w odbiorniku tak jak to pokazano na rys 1.



Rys. 1 Położenie pasm OIRT i CCIR na osi częstotliwości

Ponieważ pasmo CCIR jest szersze od pasma OIRT o 12 MHz, nie ma praktycznej możliwości odbioru na odbiorniku z pasmem OIRT przy pomocy konwertera całego pasma CCIR, lecz tylko wybranego jego fragmentu. Dlatego optymalnym rozwiązaniem jest dwustandardowa głowica UKF, która po wbudowaniu do odbiornika radiowego umożliwia odbiór stacji radiofonicznych w paśmie OIRT, oraz w pełnym paśmie CCIR. Typowym przykładem takiej głowicy UKF jest głowica OIRT/CCIR nr rys. 5533-589-1 opracowana w Biurze Projektowym DIORA SA i stosowana produkcyjnie w różnych wyrobach m.in. TOSCA AWS 306 i AWS 307. Głowica OIRT/CCIR jest głowicą zbudowaną na trzech tranzystorach i przełączaną oraz przełączaną elektronicznie. Kompletna głowica oznaczona nr rys. 5533-589-1 stanowi niezależny blok funkcjonalny i jest zabudowana w obudowie metalowej, która jest jednocześnie ekranem. Schemat ideowy głowicy zamieszczony jest na rys 2.

Sygnał wejściowy z anteny podawany jest na obwód wejściowy składający się z indukcyjności L1, pojemności C1 i trymera C3 (dla standardu CCIR) oraz szeregowo dołączany (dla standardu OIRT) obwód rezonansowy składający się z indukcyjności L2, pojemności C2 i trymera C4 (który jest zwarty do masy przez odpowiednio spolaryzowaną diodę przełączającą D1 dla standardu CCIR). Wzmacniacz w.cz. zbudowany jest na dwubramkowym tranzystorze T1 typu MOSFET – BF 961. We wzmacniaczu w.cz. pracuje obwód rezonansowy składający się z indukcyjności L4, pojemności C11 i trymera C16 (dla standardu CCIR) i szeregowo dołączonego obwodu L5, C12 i C15 przez diody przełączające D3 i D4 (dla OIRT).



Rys. 2 Schemat ideowy dwuzakresowej głowicy UKF

Heterodyna zbudowana na oddzielnym tranzystorze T3 (BF 440) zapewnia lepszą stabilność, mniejsze zakłócenia radioelektryczne, oraz umożliwia poprawną pracę mieszacza. W obwodzie rezonansowym heterodyny pracują: indukcyjność L6, pojemność C21 i trymer C24 (dla standardu CCIR), do których dla OIRT dołączany jest szeregowo obwód rezonansowy składający się z indukcyjności L7, pojemności C22 i trymera C23. Obwód ten dla CCIR jest zwarty przez diodę przełączającą D6. Obwody rezonansowe pracujące dla obydwu standardów przestrajane są tymi sa-

mymi diodami pojemnościowymi – odpowiednio D2, D5, D7.

Jako mieszacz pracuje tranzystor T2 (BF 440), na bazę którego doprowadzany jest sygnał ze wzmacniacza w.cz., oraz sygnał z heterodyny przez małą pojemność sprzęgającą C20 wykonaną z odcinka przewodu.

W obwodzie kolektora tego tranzystora pracuje filtr pasmowy składający się z dwu cewek typu 7×7 – 216 sprzężonych ze sobą kondensatorem C31. Po- przez ceweczkę sprzęgającą obwodu L10 wyprowadzany jest na zaciski wyjściowe głowicy UKF sygnał pośredniej częstotliwości FM.

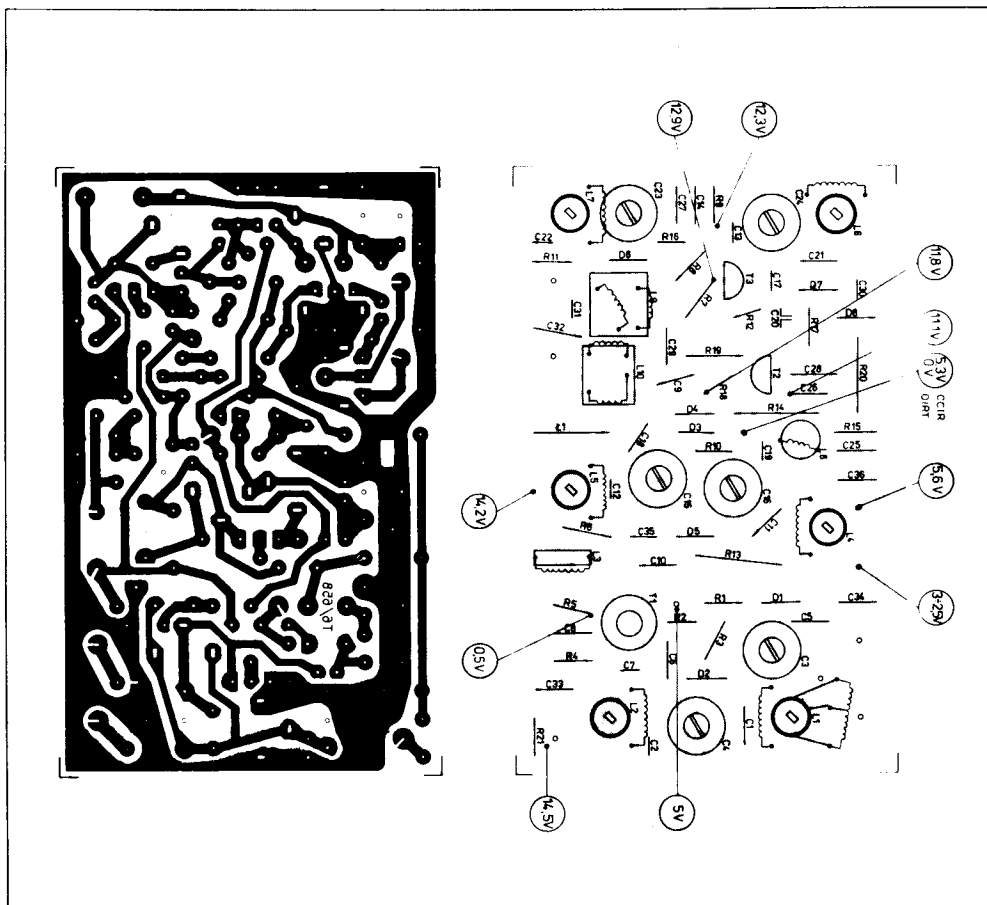
Montaż i strojenie

Do zmontowania głowicy UKF OIRT/CCIR niezbędne są następujące podzespoły:

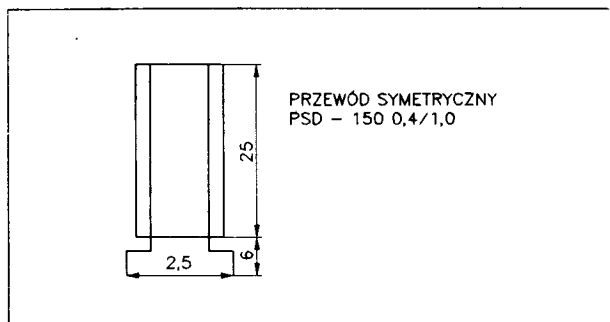
- płytka drukowana nr rys 2217-658-1
- komplet elementów biernych i czynnych (rezystorów, kondensatorów, diod, tranzystorów itp.) wg. przedstawionego wykazu
- komplet cewek i dławików wg. załączonego wykazu
- komplet elementów mechanicznych (obudowa i przegroda ekranująca)

Płytką drukowaną głowicy UKF została wykonana dzięki uprzejmości firmy DIORA SA według oryginalnej kliszy (przyp. red.).

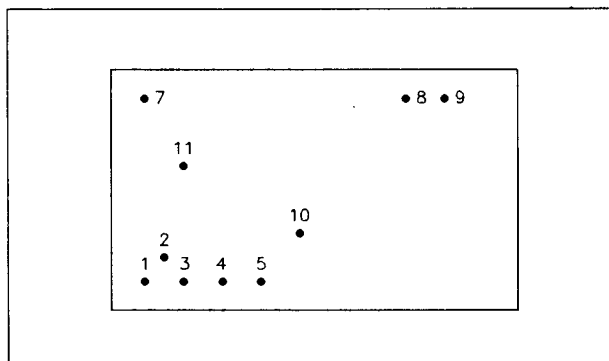
Ze względu na wymaganą precyzję wykonania zaleca się zakup gotowych cewek i dławików oraz elementów mechanicznych. Po zgromadzeniu wszystkich podzespołów należy zmontować płytkę zgodnie z rys 3. i wmontować do korpusu 4771-181-1.



Rys. 3 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów



Rys. 4 Wymiary kondensatora sprzęgającego C20



Rys. 5 Rozkład wyprowadzeń głowicy

W tunerach posiadających głowicę GFE – 110/2, lub GFE 112 można wykorzystać korpus, przegrodę ekranującą, tranzystory BF 961 i BF 440 (tylko 1 szt.), warikapę BB 104B, BB104G, BB105G, kondensator C20 (wykonany z odcinka przewodu), filtry 7×7 216. Podobnie jest w przypadku tunerów z głowicą GFE – 105, z tą tylko różnicą, że nie posiada ona tranzystorów BF 961, BF 440 i filtrów 7×7 216.

Ze względu na to, że głowica UKF pracuje w paśmie 100 MHz, należy szczególnie zwracać uwagę na staranny montaż elementów, dobre lutowanie i zastosowanie właściwych – zgodnych z dokumentacją podzespołów. Przy montażu płytki należy pamiętać o wmontowaniu wspornika (przegrody) 2633-003-1 oddzielającego stopień w.cz. głowicy UKF.

Kondensator C20 można wykonać z przewodu symetrycznego zgodnie z rys. 4.

Wyprowadzenia głowicy OIRT/CCIR nie pozwalają na zamontowanie jej wprost w płytce drukowanej tunera (wyprowadzenia 5, 7, 10 i 11). Dodatkowe połączenia należy prowadzić możliwie krótkimi odcinkami przewodu do odpowiednich punktów w płytce drukowanej tunera. Niezbędny do tego jest schemat ideowy posiadanego tunera dostarczony przez producenta razem z instrukcją obsługi. Połączenie przewodu doprowadzającego sygnał z gniazda antenowego do głowicy należy wykonać dokładnie tak samo, jak było to w wersji fabrycznej (np. ekran przewodu koncentrycznego połączony z obudową głowicy).

Zmontowaną głowicę UKF OIRT/CCIR wskazane jest uruchamiać w odbiorniku do którego była przewidywana. Opiszemy kilka przypadków zastosowania takiej głowicy w różnych typach tunerów. Układ wyprowadzeń głowicy przedstawiono na rys 5.

Wyprowadzenia głowicy:

- 1 – wejście w.cz. (z gniazda antenowego 75 Ω)
- 2 – masa wejścia w.cz. – ekran przewodu koncentrycznego z gniazda 75 Ω
- 3 – wejście w.cz. – pomiędzy wejście 1 i 3 można dołączyć sygnał z gniazda antenowego 300 Ω
- 4 – wejście napięcia warikapowego (3÷25 V)
- 5 – wejście ARCz (5,5 V)

- 7 – wejście zasilania (14,5 V)
- 8 – wyjście p.cz.
- 9 – wyjście p.cz.
- 10 – wejście przełączające zakresy (0 V – OIRT; 5 V – CCIR)
- 11 – wejście ARW

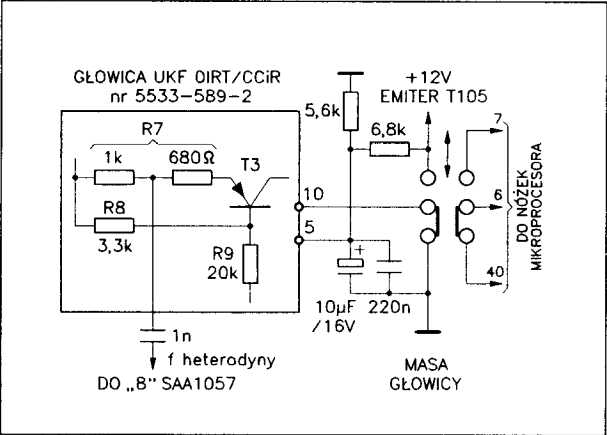
1. Tunery AS 952 i AS 946 – z syntezą częstotliwości sterowane mikroprocesorem

W tunerach z syntezą częstotliwości powinna być zastosowana głowica UKF OIRT/CCIR nr rys. 5533-589-2, która dodatkowo ma wyprowadzony sygnał heterodyny. Można to też zrobić samodzielnie usuwając rezystor emiterowy (R7 – 2 kΩ) w obwodzie heterodyny głowicy i zastępując go dwoma szeregowo połączonymi rezystorami 1 kΩ i 680 Ω, montując je pionowo w otworach po R7. Rezystor 680 Ω montować od strony emitera tranzystora T3. Ze środka tak powstałego dzielnika wyprowadzamy przez przepust w obudowie sygnał heterodyny, który poprzez kondensator 1 nF należy doprowadzić do nóżki nr 8 układu scalonego SAA 1057.

Tunery z syntezą częstotliwości nie wymagają doprowadzania do głowicy napięcia ARCz, dlatego też do wejścia 5 głowicy należy doprowadzić napięcie stałe +5,5 V z dodatkowego dzielnika rezystorowego, zablokowanego do masy kondensatorami 10 μF/16 V 04/U i 220 nF/100 V MKSE-018-02.

Zmiana standardu pracy głowicy UKF następuje przez podawanie na nóżkę nr 10 głowicy potencjału +5 V (dla CCIR) lub "masy" (dla OIRT). Przełączanie OIRT/CCIR dla mikroprocesora polega na podawaniu

na nóżkę nr 6 mikroprocesora potencjału +5 V (np. z nóżki nr 40), lub 0V (np. z nóżki nr 7). Przełączanie napięć dla głowicy i mikroprocesora można wykonać za pomocą miniaturowego przełącznika dwusekcyjnego umieszczonego np. na ścianie tylnej.



Rys. 6 Schemat połączenia głowicy z przełącznikiem zakresów i mikroprocesorem

Należy pamiętać, że dla pokazywania częstotliwości na paśmie CCIR potrzebne jest 5 wyświetlaczy LED, a więc na płycie wyświetlaczy należy domontować jeden dodatkowy wyświetlacz LTS 5811 G wraz z dwoma rezystorami R316, R317 po 220 Ω każdy. Strojenie głowicy należy przeprowadzić wg ogólnych zasad opisanych w instrukcji serwisowej tunera, lub według poniższej tabeli.

Tabela strojenia głowicy UKF

Obwody heterodyny

Zakres	Częstotliwość sygnału	Elementy strojenia	Metodyka strojenia	Uwagi
CCIR	87,5 MHz	L6	w punkcie pomiarowym K10 uzyskać napięcie	3 V
	108,0 MHz	C24		25 V
OIRT	65,5 MHz	L7	w punkcie pomiarowym K10 uzyskać napięcie	3 V
	74,0 MHz	C23		25 V

Obwody wejściowe i wzmacniacz w.cz.

Zakres	Częstotliwość sygnału	Elementy strojenia	Metodyka strojenia
CCIR	87,5 MHz	L1, L4	stroić na maksymalną i symetryczną krzywą II w punkcie K3
	108,0 MHz	C3, C16	
OIRT	65,5 MHz	L2, L5	
	74,0 MHz	C4, C15	

Obwody wzmacniacza p.cz.

Częstotliwość sygnału	Elementy strojenia	Metodyka strojenia
69,0 MHz	L9	stroić na maksymalną i symetryczną krzywą II w punkcie K3
94,0 MHz	L10	

UWAGA

Punkt pomiarowy K10 znajduje się za głowicą UKF przy jej prawym narożniku. W punkcie K10 mierzy się napięcie warikapowe doprowadzane do głowicy UKF.

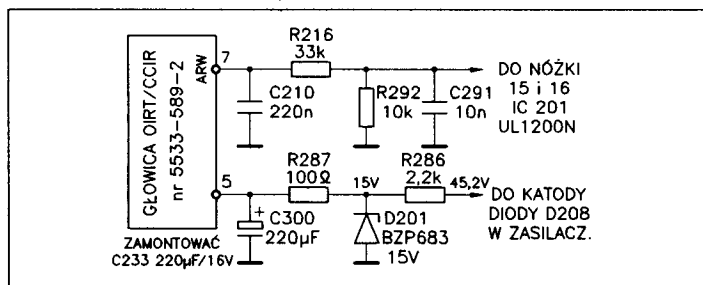
Punkt pomiarowy K3 znajduje się pośrodku pomiędzy głowicą, a układem IC101. Obok niego umieszczony jest punkt K4, który połączony jest z masą.

2. Tunery AS 252 i AS 642 (AS 641, 6411, 6412)

Dokonać wymiany głowicy UKF na dwustandardową OIRT/CCIR, łącząc krótkimi przewodami dodatkowe nóżki głowicy z odpowiednimi punktami na płycie drukowanej. Przełączanie pasm polega na podawaniu na nóżkę nr 10 głowicy potencjału "masy" lub +5 V. Do tego celu można zastosować miniaturowy przełącznik zamontowany np. na ścianie tylnej radiodiodniaka.

Korekty strojenia głowicy UKF należy dokonać wg zasad opisanych w instrukcjach strojeniowych w/w wyrobów, lub w tabeli strojenia umieszczonej poniżej.

W tunerach, które wyposażone były w głowicę z tranzystorem bipolarnym na wejściu (głowica GFE 105) konieczne jest zamontowanie kilku dodatkowych elementów w układzie automatycznej regulacji wzmacnienia głowicy (nóżka 11 głowicy), oraz w układzie zasilania, zgodnie ze schematem rys. 7.



Rys. 7 Schemat układu automatycznej regulacji wzmacnienia ARW i zasilania głowicy

Tabela strojenia głowicy UKF

Obwody heterodyny

Zakres	Częstotliwość sygnału	Położenie wskazówki	Metodyka strojenia	Elementy strojenia
CCIR	87,35 MHz	lewe skrajne	dostroić na	L6
	108,25 MHz	prawe skrajne	występowanie	C24
OIRT	65,0 MHz	lewe skrajne	sygnału	L7
	74,5 MHz	prawe skrajne		C23

Obwody wejściowe i wzmacniacz w.cz.

Zakres	Częstotliwość sygnału	Położenie wskazówki	Metodyka strojenia	Elementy strojenia
CCIR	87,35 MHz	lewe skrajne	dostroić na	L1, L4
	108,25 MHz	prawe skrajne	maksymalny	C3, C16
OIRT	65,0 MHz	lewe skrajne	sygnał	L2, L5
	74,5 MHz	prawe skrajne		C4, C15

Obwody wzmacniacza p.cz.

Częstotliwość sygnału	Elementy strojenia	Metodyka strojenia
69,0 MHz	L9,	stroić na maksymalną i symetryczną krzywą II w punkcie P_{p1}
94,0 MHz	L10	

UWAGA

Punkt pomiarowy P_{p1} znajduje się po lewej stronie głowicy, pomiędzy nią a układem scalonym IC 201. Obok umieszczono punkt P_{p2} , który połączony jest z masą.

Wykaz elementów

T1	- BF 961
T2, T3	- BF 440
D1, D3, D4, D6	- BA 182
D2, D5	- BB 104B
D7	- BB 104G
D8	- BB 105G
R2, R21	- 33 Ω /0,35 W 5%

R19	- 100 Ω /0,35 W 5%
R5	- 220 Ω /0,35 W 5%
R1, R10,	
R12, R16	- 470 Ω /0,35 W 5%
R11	- 1,2 k Ω /0,35 W 5%
R7, R18	- 2 k Ω /0,35 W 5%
R8, R14	- 3,3 k Ω /0,35 W 5%
R6	- 4,7 k Ω /0,35 W 5%
R15	- 12 k Ω /0,35 W 5%
R9	- 20 k Ω /0,35 W 5%
R3, R13,	
R17	- 56 k Ω /0,35 W 5%
R4, R20	- 100 k Ω /0,35 W 5%
C1	- KCPf-1B-N-5-2,2 pF-D-500V
C19	- KCPf-1B-A-4×5-2-4-2,2 pF-C-63V
C21	- KCPf-1B-N-5-3,3 pF-D-500V
C10, C17	- KCPf-1B-N-2,5×2,5-2-4-3,3 pF-C-63 V
C30	- KCPf-1B-N-3×3-2-4-4,7 pF-C-63 V
C26	- KCPf-1B-N-5×5-2-4-5,6 pF-C-63 V
C11	- KCPf-1B-N-5-5,6 pF-C-400 V
C7	- KCPf-1B-N-4×4-2-4-10 pF-C-63 V
C31	- KCPf-1B-N-4×4-2-4-12 pF-J-63 V
C13	- KCPf-1B-P-4×5-2-4-27 pF-G-63 V
C2, C12	- KCPf-1B-P-4×5-2-4-43 pF-G-63 V
C22	- KCPf-1B-P-4×5-2-4-56 pF-G-63 V
C29, C32	- KSF-020-100 pF-5%-160 V
C25	- KCPf-1B-U-4×6-2-4-120 pF-G-63 V
C5, C8,	
C14, C18,	
C27	- KFP-II-E-5-1000 pF-Z-250 V
C9, C28,	
C33, C35,	
C36	- KFPf-2F-6×6-4700 pF-Z-25 V
C6	- KFPf-2F-6×6-10 nF-Z-25 V
C34	- KFP-3E-10-68 nF-Z-32 V
C3, C4,	
C15, C16,	
C23, C24	- KCD-N47-7d-3/10 pF-160 V
C20	- kondensator wg. rys 4
L1	- 3573-443-1 obw. wejściowy dla CCIR
L2	- 3573-445-1 obw. wejściowy dla OIRT
L3	- 3573-140-2 dławik zasilania
L4	- 3573-444-1 obw. wzm. w.cz. CCIR
L5	- 3573-445-1 obw. wzm. w.cz. OIRT
L6	- 3573-444-2 obw. oscylatora CCIR
L7	- 3573-445-2 obw. oscylatora OIRT
L8	- 3573-296-2 eliminator p.cz.
L9, L10	- 7×7 F 216 cewka obwodu p.cz.
elementy mechaniczne	
słupki	- 1431-070-2 11 szt.
wspornik	- 2633-003-1 1 szt.
korpus	- 4771-181-1 1 szt.
płytki drukowane	numer 161

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 10.500 zł + koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Zdzisław Zalepa

Od redakcji

W następnym numerze PE opiszemy montaż głowicy OIRT/CCIR w tunerach starszego typu produkcji DIORA SA wyposażonych w głowicę strojną kondensatorem zmiennym.

Za pośrednictwem redakcji Praktycznego Elektronika można zakupić komplet elementów indukcyjnych

do głowicy OIRT/CCIR w cenie 100.000 zł + koszty wysyłki. Oprócz tego możliwe jest także nabycie wykonanej fabrycznie, kompletnej i zestrojonej głowicy w cenie 330.000 zł + koszty wysyłki. Ilość kompletów elementów indukcyjnych i głowic jest ograniczona. Zamówienia będziemy realizować według kolejności zgłoszeń.

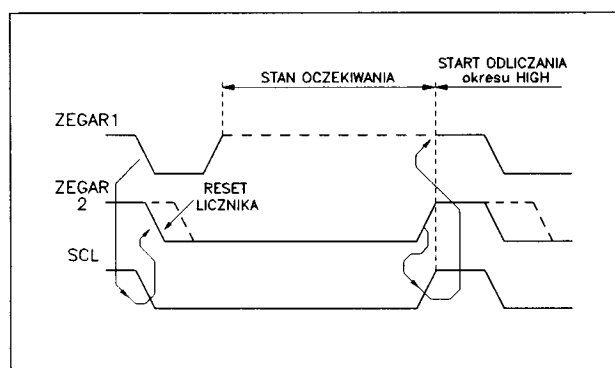
Producentem głowic jest Spółdzielnia Inwalidów POLMET ul. Gostyńska 61 KOD 64-000 KOŚCIAN.

Opis magistrali I²C cz. 2

6.0. Obsługa zgłoszeń konfliktowych i wytwarzanie sygnałów zegarowych

6.1. Synchronizacja

Dla przesyłania informacji w magistrali I²C wszystkie urządzenia nadrzędne generują do szyny SCL swój własny sygnał zegarowy. Dane są ważne tylko podczas okresu, w którym na szynie SCL zegar jest w stanie HIGH. Z tego względu przy procedurze obsługi bit po bicie zgłoszeń konfliktowych potrzebny jest zdefiniowany sygnał zegarowy. Synchronizacja zegara dokonywana jest dzięki przyłączeniu urządzeń do szyny SCL z wykorzystaniem iloczynu galwanicznego. Oznacza to, że przejście ze stanu HIGH do LOW w szynie SCL będzie oddziaływało na przyporządkowane urządzenia w ten sposób, że rozpoczną one odliczanie swojego okresu LOW – i gdy raz zegar urządzenia wejdzie w stan LOW to będzie ono utrzymywać szynę SCL w tym stanie, aż zegar uzyska stan HIGH (rys. 7).



Rys. 7 Synchronizacja zegara podczas procedury obsługi zgłoszenia konfliktowego

Jednakże zmiana stanu zegara urządzenia z LOW do HIGH może nie zmienić stanu szyny SCL jeśli zegar innego urządzenia znajduje się nadal w swoim stanie LOW. Z tego powodu SCL będzie utrzymywana w stanie LOW przez urządzenie o najdłuższym okresie LOW. Urządzenia o krótszych okresach LOW wchodzą w tym samym czasie w stan oczekiwania HIGH. Gdy wszystkie wchodzące w rachubę urządzenia odliczają swoje okresy LOW, szyna szyna zegarowa zostaje zwolniona i przechodzi w stan HIGH. Wówczas nie będzie różnicy po-

między zegarami urządzeń, a stanem szyny zegarowej i wszystkie urządzenia rozpoczną odliczanie swoich okresów HIGH. Pierwsze urządzenie, które zakończy swój okres HIGH znów pociągnie szynę SCL w stan LOW.

W taki sposób wytwarzany jest synchronizowany sygnał zegarowy w którym okres LOW jest określony przez urządzenie o najdłuższym okresie LOW zegara, a okres HIGH w szynie SCL zdeterminowany jest przez urządzenie o najkrótszym okresie HIGH zegara.

6.2. Obsługa zgłoszenia konfliktowego (por. także zał B)

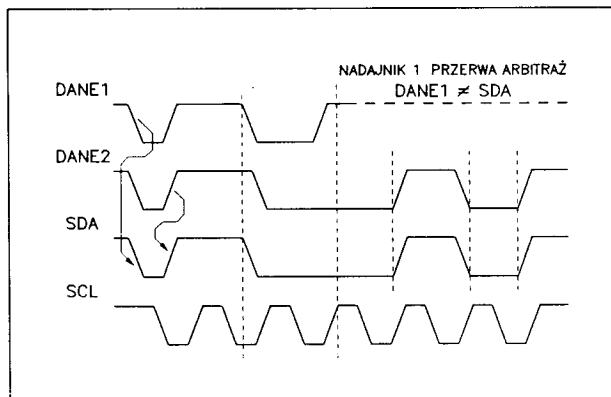
Zgłoszenie konfliktowe (arbitraż) zachodzi w szynie SDA w taki sposób, że urządzenie nadrzędne, które nadaje poziom HIGH w czasie gdy inne urządzenie nadrzędne nadaje poziom LOW, wyłącza swój stopień wyjściowy DANE, gdyż poziom w magistrali nie odpowiada jego własnemu poziomowi.

Arbitraż może zachodzić w czasie trwania wielu bitów. Pierwszym stopniem arbitrażu jest porównanie bitów adresowych (informacje o adresowaniu można znaleźć w rozdziale 8.0.). Jeśli urządzenia nadrzędne starają się adresować to samo urządzenie, to arbitraż jest kontynuowany poprzez porównanie danych. Ponieważ w magistrali I²C do arbitrażu używane są informacje adresowe, oraz dane, to podczas tego procesu nie wystąpi utrata informacji. Urządzenie nadrzędne, które przegrywa arbitraż może generować impulsy zegarowe, aż do końca bajtu, w którym przegrało arbitraż.

Jeśli urządzenie nadrzędne przegrywa arbitraż w czasie adresowania, to możliwe jest, że wygrywające urządzenie nadrzędne stara się właśnie je adresować. Przegrywające urządzenie nadrzędne musi więc natychmiast przełączyć się w stan podporządkowanego odbiornika.

Rys. 8 pokazuje procedurę arbitrażową dla dwu urządzeń nadrzędnych. Udział w procedurze może oczywiście wziąć więcej urządzeń nadrzędnych, jeśli są podłączone do magistrali. Ważna jest tu różnica pomiędzy poziomem danych wewnętrznych urządzenia nadrzędnego generującego DANE i/oraz aktualnym poziomem na szynie SDA. Wyjście danych tego urządzenia zostaje wyłączone, co oznacza, że do magistrali dołączony zostaje wyjściowy poziom HIGH – nie będzie więc ono wpływać na transfer danych zainicjowany przez urzą-

dzenie nadrzędne, które wygrało arbitraż. Ponieważ sterowanie magistralą I²C zależy jedynie od adresu i danych wysyłanych przez współzawodniczące urządzenia nadrzędne, więc nie ma tu centralnego urządzenia nadrzędnego, ani też potrzeby priorytetu magistrali.



Rys. 8 Obsługa zgłoszenia konfliktowego (arbitraż) dwu urządzeń nadrzędnych

Jeśli procedura arbitrażowa rozciąga się, aż do powtórzenia warunku startu, wówczas zaangażowane w nią urządzenie nadrzędne musi wytwarzać ten sam format (tj. każde z nich powinno wytwarzać powtórny warunek startu w tym samym miejscu ramki formatu (por. załącznik).

6.3. Wykorzystanie mechanizmu synchronizacji zegara jako wymiany potwierdzenia

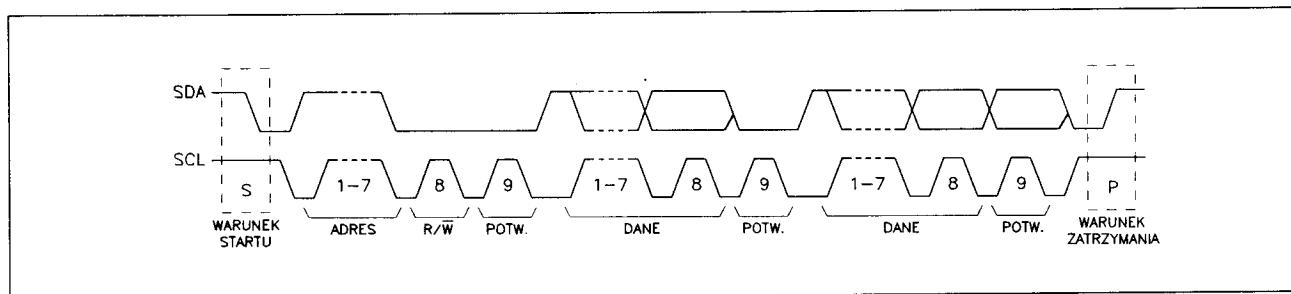
Mechanizm synchronizacji zegara może być wykorzystany poza procedurą wykorzystaną przy arbitrażu do umożliwienia urządzeniom odbierającym uporać się z szybkim transferem danych, zarówno na pozi-

mie bitu jak i bajtu. Na poziomie bajtu urządzenie może być zdolne do przyjęcia bajtu danych transmitowanych z dużą prędkością, lecz może potrzebować więcej czasu do zapamiętania odebranego bajtu, lub przygotowania innego bajtu do transmisji. Urządzenia podporządkowane mogą wówczas po odebraniu i potwierdzeniu bajtu, utrzymywać szynę SCL w stanie LOW w celu zmuszenia urządzenia nadrzędnego do pozostania w stanie oczekiwania, aż urządzenie podporządkowane będzie gotowe do następnego transferu bajta zgodnie z procedurą typową dla wymiany potwierdzenia.

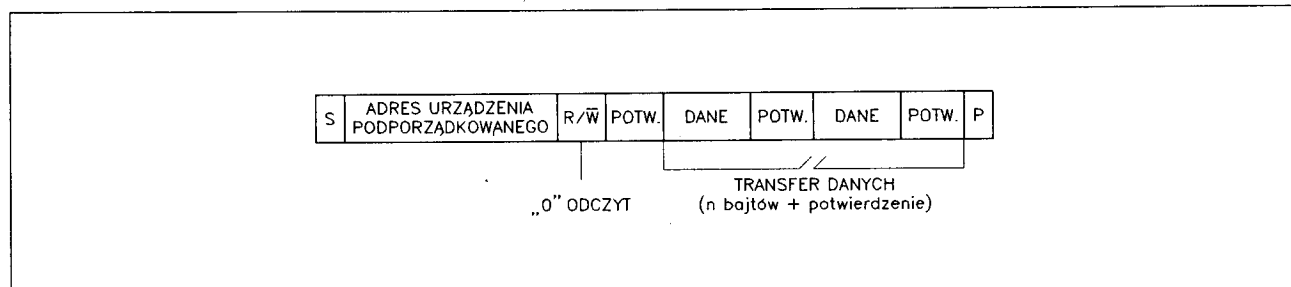
Na poziomie bitu urządzenie takie jak mikrosterownik nie wyposażone sprzętowo w sprzęg I²C wbudowany w układ (chip) może spowolnić zegar magistrali poprzez powiększanie każdego okresu LOW zegara. W ten sposób prędkość każdego urządzenia dostosowana jest do wewnętrznych warunków działania tego urządzenia.

7.0. Formaty

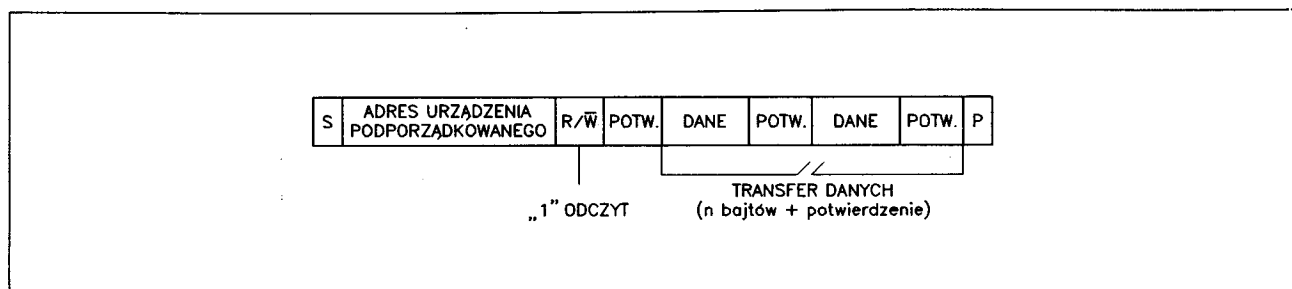
Transfer danych przebiega zgodnie z formatem pokazanym na rys. 9. Po wystąpieniu warunków startu wysyłany jest adres urządzenia podporządkowanego. Adres ten składa się z 7 bitów, bit ósmy jest bitem kierunkowym (R/W – czytaj/zapis) – "zero" wskazuje nadawanie (WRITE – ZAPIS), a "jedynka" wskazuje na żądanie danych (READ – ODCZYT). Transfer danych zawsze kończony jest warunkiem zatrzymania, generowanym przez urządzenie nadrzędne. Jednakże, jeśli urządzenie nadrzędne ciągle chce komunikować się z magistralą, to może ono wytworzyć inny warunek startu (por. ograniczenia dla procedury arbitrażowej w/g rozdz. 6.2.) i zaadresować inne urządzenie podporządkowane bez uprzedniego wygenerowania warunku zatrzymania. W obrębie takiego transferu możliwe są wówczas różne kombinacje formatów ZAPIS/ODCZYT.



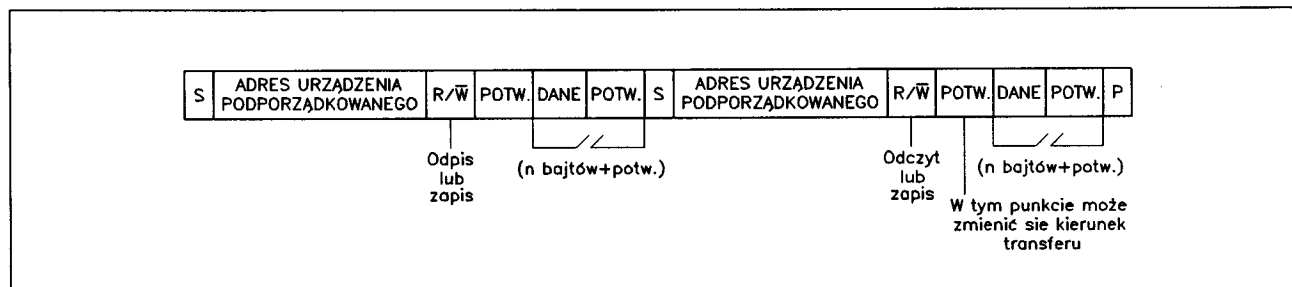
Rys. 9 Kompletny transfer danych



Rys. 10 Nadrzędny nadajnik nadaje do podporządkowanego odbiornika



Rys. 11 Urządzenie nadrzędne odczytuje urządzenie podporządkowane bezpośrednio po pierwszym bajcie



Rys. 12 Formaty złożone

Możliwe są następujące formaty transferu:

- a) Nadrzędny nadajnik nadaje do podporządkowanego odbiornika. Kierunek nie ulega zmianie (rys. 10)

S – start

P – zakończenie

POTW – potwierdzenie

- b) Urządzenie nadrzędne odczytuje urządzenie podporządkowane bezpośrednio po pierwszym bajcie.

W momencie pierwszego potwierdzenia nadajnik nadrzędny staje się nadrzędnym odbiornikiem, a podporządkowany odbiornik staje się podporządkowanym nadajnikiem. Potwierdzenie to jest zawsze generowane przez urządzenie podporządkowane. Warunek zatrzymania jest generowany przez urządzenie nadrzędne.

- c) Formaty złożone

Jeśli w czasie transferu zmieni się kierunek przekazywania, to powtórzeniu ulegają zarówno warunek startu jak i adres urządzenia podporządkowanego, przy czym bit R/W zostaje zmieniony na przeciwny.

UWAGI:

1. Formaty złożone mogą być np. zastosowane do sterowania pamięci szeregowej. Podczas pierwszego bajta danych musi być wpisane położenie pamięci wewnętrznej. Po powtórzeniu warunku startu mogą być przekazywane dane.
2. Wszystkie decyzje co do automatycznego przyrostu, lub zmniejszenia uprzednio uzyskanego położenia pamięci itp. muszą być podjęte przez projektanta urządzenia.
3. Po każdym bajcie następuje potwierdzenie, lub brak potwierdzenia, jak pokazują to komórki potwierdzenia w ciągu.
4. Urządzenia I²C muszą po odebraniu warunku startu, dokonać wyzerowania swojej logiki magistrali, tak

aby wszystkie antycypowały wysyłkę adresu urządzenia podporządkowanego.

8.0. Adresowanie

Procedura adresowania dla magistrali I²C jest tego typu, że pierwszy bajt po zaistnieniu warunku startu określa które urządzenie podporządkowane zostanie wybrane przez urządzenie nadrzędne. Zazwyczaj powyższy bit następuje po procedurze startu. Wyjątkiem jest wywołanie "ogólnego" adresu, które może adresować wszystkie urządzenia. Jeśli zostanie użyty taki adres, to wszystkie urządzenia powinny teoretycznie odpowiedzieć przy pomocy potwierdzenia – chociaż mogą być produkowane urządzenia, które będą ignorować ten adres. Drugi bajt adresu wywołania ogólnego definiuje wówczas akcję, która ma być wykonana.

8.1. Definicja bitów w pierwszym bajcie

Pierwsze siedem bitów tego bajtu stanowi adres urządzenia podporządkowanego (rys. 10). Bit ósmy (LSB – najmniej znaczący bit) określa kierunek informacji. "Zero" na pozycji najmniej znaczącego bitu pierwszego bajtu oznacza, że urządzenie nadrzędne będzie wpisywać informację do wybranego urządzenia podporządkowanego; "jedyńka" na tej pozycji oznacza, że urządzenie nadrzędne będzie czytać informację z urządzenia podrzędnego.

Gdy wysłany zostaje adres, to każde urządzenie w systemie po zaistnieniu warunku startu porównuje pierwsze siedem bitów ze swoim własnym adresem. Jeśli adres jest zgodny, to urządzenie które jest adresowane przez nadrzędne ustawi się w stan podporządkowanego odbiornika lub nadajnika, w zależności od bitu R/W.

Tabela 2.

Formaty adresów urządzeń podporządkowanych

Pierwszy bajt			
Adres urządzenia podporządkowanego	R/ $\overline{W}$		
0000 000	0		Ogólny adres wywołania bajt startowy*
0000 000	1		
0000 001	X		Adres CBUS-a**
0000 010	X		Adres zarezerwowany dla odmiennego formatu magistrali***
0000 011	X		zostaną określone
0000 100	X		
0000 101	X		
0000 110	X		
0000 111	X		

Adresu urządzenia podporządkowanego może być utworzony z części stałej i z części programowej. Jeśli spodziewamy się, że w systemie może być użytych więcej niż jeden identycznych układów scalonych, wówczas programowana część adresu urządzenia podporządkowanego umożliwi przyłączenie do magistrali I²C maksymalnej liczby takich urządzeń. Liczba programowanych bitów adresu urządzenia zależy od liczby dostępnych końcówek. Dla przykładu, jeśli urządzenie ma 4 stałe i 3 programowane bity adresu, to do tej samej

magistrali można dołączyć osiem identycznych urządzeń.

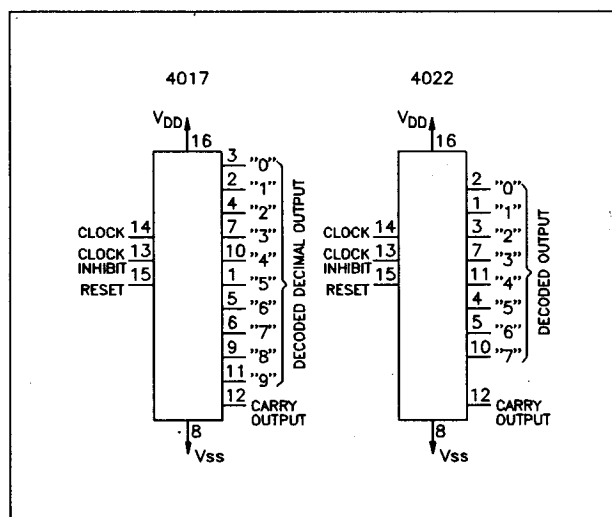
UWAGI:

- * – Żadne urządzenie nie może dokonać potwierdzenia przy odbiorze bajtu startowego.
- ** – Adres CBUS-a został zarezerwowany dla umożliwienia wewnętrznego współdziałania urządzeń CBUS-a oraz I²C w jednym systemie. Urządzenia I²C nie mogą odpowiadać po doborze tego adresu.
- *** – Adres zarezerwowany dla różnych formatów magistrali został dołączony w celu umożliwienia współdziałania I²C, oraz innych protokołów. Tylko urządzenie I²C, które są zdolne do pracy z takimi formatami mogą odpowiedzieć na ten adres.

Do koordynacji rozmieszczenia adresów I²C służy zarządzanie magistrali I²C. Kombinacja bitów 1111XXX adresu podporządkowanego zarezerwowana jest dla przyszłych rozszerzeń. Adres 1111111 zarezerwowany jest jako adres rozszerzenia. Oznacza to, że procedura adresowa będzie kontynuowana w następnym bajcie (bajtach). Urządzenia które nie stosują adresowania rozszerzonego nie będą reagować przy odbiorze tego bajtu. Siedem dalszych możliwości w grupie 1111 będzie również używanych tylko dla celów rozszerzenia, ale obecnie nie są one jeszcze rozmieszczone. Kombinacja 0000XXX zdefiniowana jest jako grupa specjalna. Powyższe adresy pokazane w tabeli 2 są już rozmieszczone.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Dokończenie tekstu ze str. 2



Rys. 3 Rozkład wyprowadzeń liczników 4017 i 4022

Wypełnienie przebiegu na tym wyjściu wynosi dokładnie 1/2, pod warunkiem, że licznik pracuje z pełną

długością cyklu zliczania. Na rysunku 3 zamieszczono rozkład wyprowadzeń układów scalonych 4017 i 4022. Warto zwrócić uwagę, że wyjścia "0" – "7" obu liczników nie pokrywają się, zatem niemożliwe jest zastąpienie na płytce drukowanej jednego licznika drugim. Wyjście pożyczki CO zmienia swój stan z wysokiego na niski wraz z piątym zboczem (dla licznika 4022 z czwartym zboczem) sygnału zegarowego doprowadzonego do wejścia wyzerowanego licznika.

Poniżej zestawiono podstawowe parametry dynamiczne liczników 4017 i 4022 (wartości typowe)

Propagacja sygnału od wejścia CL do wyjścia dekodowanego:

- 325 ns dla $V_{DD} = 5\text{ V}$
- 135 ns dla $V_{DD} = 10\text{ V}$
- 85 ns dla $V_{DD} = 15\text{ V}$

Propagacja sygnału od wejścia CL do wyjścia CO:

- 300 ns dla $V_{DD} = 5\text{ V}$
- 125 ns dla $V_{DD} = 10\text{ V}$
- 80 ns dla $V_{DD} = 15\text{ V}$

Maksymalna częstotliwość zegara:

- 5 MHz dla $V_{DD} = 5\text{ V}$
- 10 MHz dla $V_{DD} = 10\text{ V}$

- 11 MHz dla $V_{DD} = 15 \text{ V}$

Minimalna szerokość impulsu zegarowego:

- 100 ns dla $V_{DD} = 5\text{ V}$

- 45 ns dla $V_{DD} = 10 \text{ V}$

- 30 ns dla $V_{DD} = 15\text{ V}$

Propagacja sygnału od wejścia R do wyjść dekodowanych lub wyjścia CO:

- 265 ns dla $V_{DD} = 5\text{ V}$

- 115 ns dla $V_{DD} = 10 \text{ V}$

- 85 ns dla $V_{DD} = 15\text{ V}$

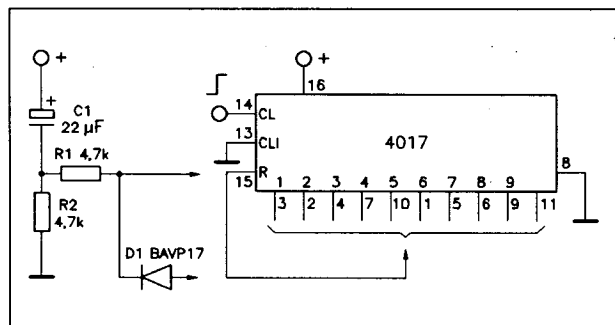
Minimalna szerokość impulsu zerującego:

- 130 ns dla $V_{DD} = 5\text{ V}$

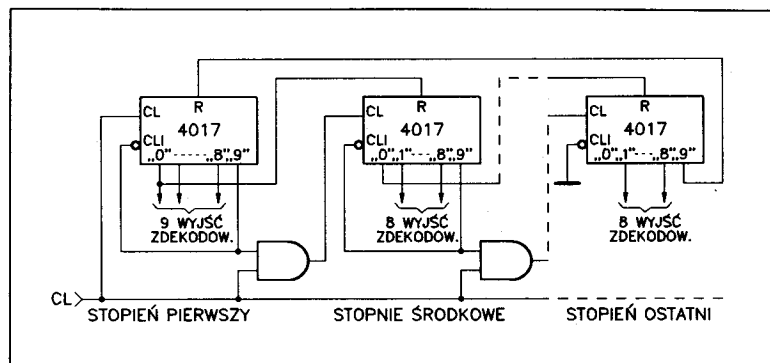
- 55 ns dla $V_{DD} = 10\text{ V}$

- 30 ns dla $V_{DD} = 15\text{ V}$

W praktycznych zastosowaniach układu licznika, często zachodzi konieczność skrócenia cyklu zliczania. Najprostsze i najczęściej stosowane rozwiązanie przedstawiono na rysunku 4. Polega ono na połączeniu jednego z wyjść dekodowanych z wejściem zerującym. Na przykład chcąc zbudować licznik zliczający do 3 należy połączyć wyjście "4" z wejściem zerującym R. Pojawienie się stanu wysokiego na wyjściu "4" spowoduje wyzerowanie licznika. Na rysunku 4 zamieszczono także układ automatycznego zerowania w momencie włączenia zasilania (elementy R1, R2, C1, D1). Rozwiązanie to nie jest jednak polecane przez producentów układów, gdyż impulsy zerujące są bardzo krótkie i nie gwarantują prawidłowego wyzerowania licznika. W swojej praktyce nie zetknąłem się jednak z takim przypadkiem.

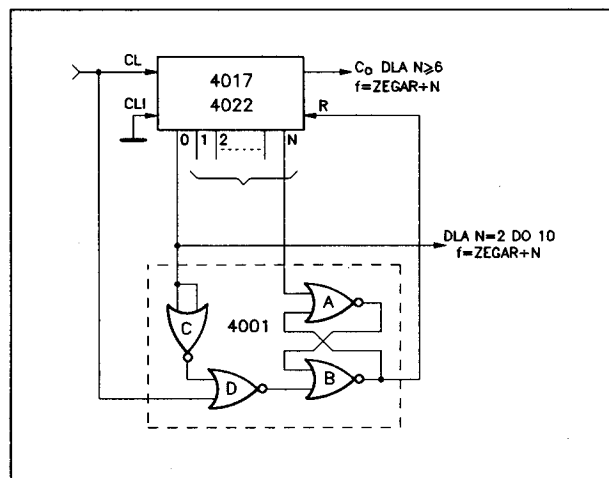


**Rys. 4 Schemat ideowy układu licznika
o skróconym cyklu zliczania**



Rys. 6 Schemat ideowy układu rozdzielacza zbudowanego z kilku liczników 4017

Polecane rozwiązanie skracania cyklu zliczania zamieszczono na rysunku 5. W chwili gdy jedno z wyjść "1" – "N" połączonych z wejściem przerzutnika RS (bramka A) przejdzie w stan wysoki zostanie wygenerowany impuls zerujący licznik. W tym samym czasie, jeżeli cykl zliczania licznika jest dłuższy niż 6 (dla licznika 4022 dłuższy niż 5) wyjście CO zmienia swój stan z niskiego na wysoki. Niski poziom impulsu zegarowego i wysoki na wyjściu "0" powodują wyzerowanie przerzutnika RS. Sygnałem wyjściowym jest CO dla cykli zliczania dłuższych niż 6 (dla 4022 dłuższych niż 4), lub przebieg na wyjściu "0" dla dowolnego cyklu zliczania. Szerokość impulsu na wyjściu "0" równa jest okresowi zegara CL.



Rys. 5 Schemat ideowy układu licznika o skróconym cyklu zliczania z przerzutnikiem RS

Liczniki 4017 i 4022 można łączyć szeregowo. w takim przypadku wejścia CLI połączone są z masą, a wyjście CO licznika poprzedzającego łączy się z wejściem licznika następującego. Rozwiązanie to pozwala na konstruowanie szybkich dzielników przez dziesięć z wypełnieniem przebiegu wyjściowego 1/2.

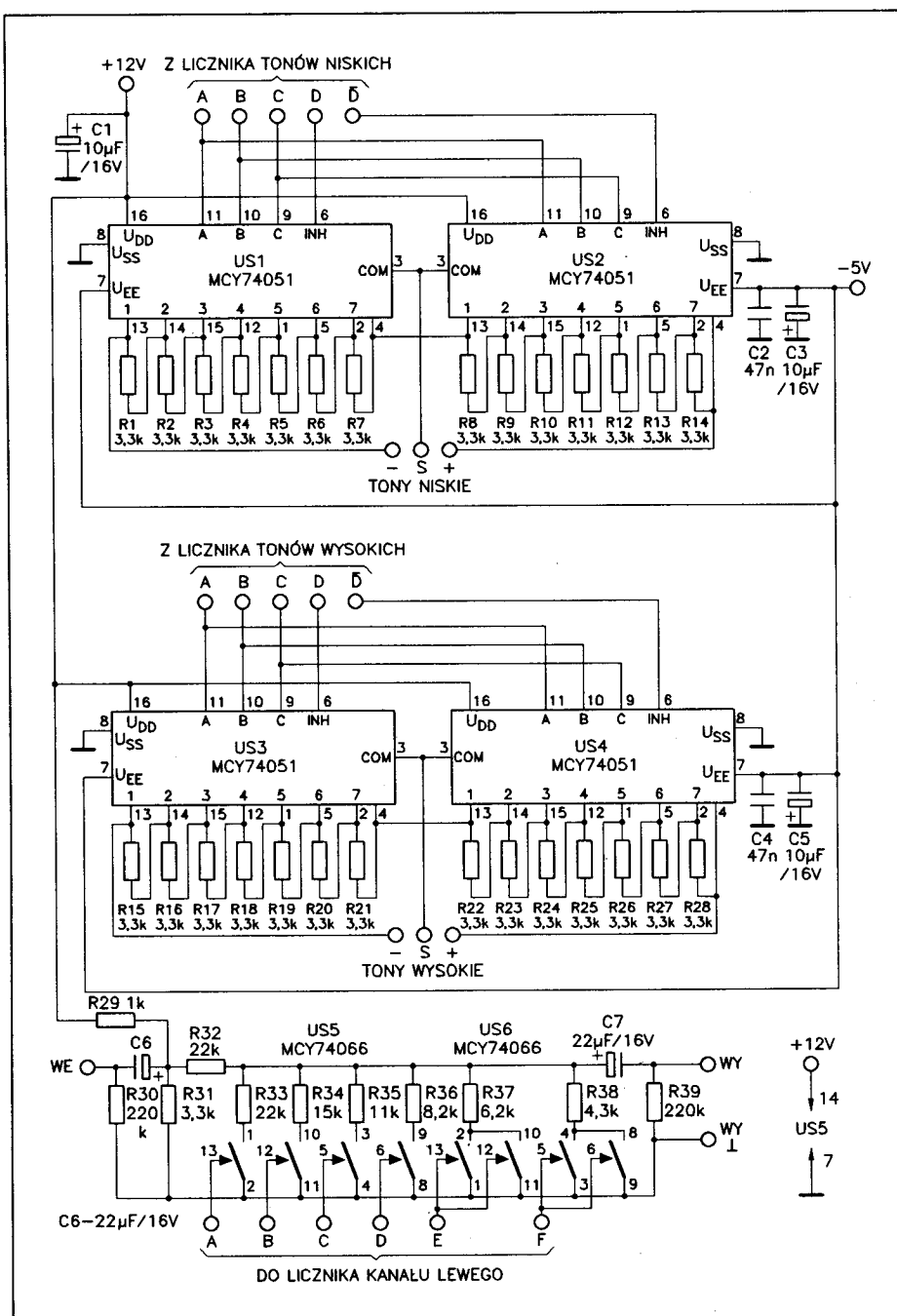
Najczęstszym zastosowaniem liczników 4017 i 4022 są rozdzielacze w układach sekwencyjnego sterowania. Może wszakże okazać się, że liczba sygnałów wyjściowych jest zbyt mała. Można wtedy skorzystać z układu rozbudowanego rozdzielacza zamieszczonego na rysunku 6.

W rozwiązaniu tym jedynka pojawia się kolejno na dziewięciu wejściach ("0" – "8") pierwszego licznika. Pojawienie się jedynki na wyjściu dziesiątym powoduje zatrzymanie pracy pierwszego licznika (wejście $CL1 = 1$) i wpisanie jedynki na drugie wyjście drugiego licznika. Cykl ten powtarza się dalej, aż pojawienie się jedynki na ostatnim wyjściu ostatniego licznika spowoduje wyzerowanie pierwszego i następnie dalszych liczników. W pierwszym liczniku wykorzystano 9 wyjść, a w następnych tylko osiem.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Zdalne sterowanie zestawem typu wieża cz. 4

W poprzedniej części tego cyklu artykułów zamieściliśmy opis układu liczników sterujących pracą potencjometrów elektronicznych. Teraz przyszła kolej na same potencjometry elektroniczne, które w przerabianym wzmacniaczu mają zastąpić potencjometry mechaniczne, sterowane przy pomocy gałki. Schemat układu zamieszczono na rysunku 1 (jeden kanał). Układy potencjometrów tonów niskich i wysokich są identyczne. Tworzą je (tonów niskich) multiplexer szesnastowieściowy (US1 i US2), wraz z drabiną rezystorową R1÷R14. Rozwiązanie to zostało już wcześniej zastosowane w elektronicznych potencjometrach przeznaczonych do korektora graficznego (PE 4/92).

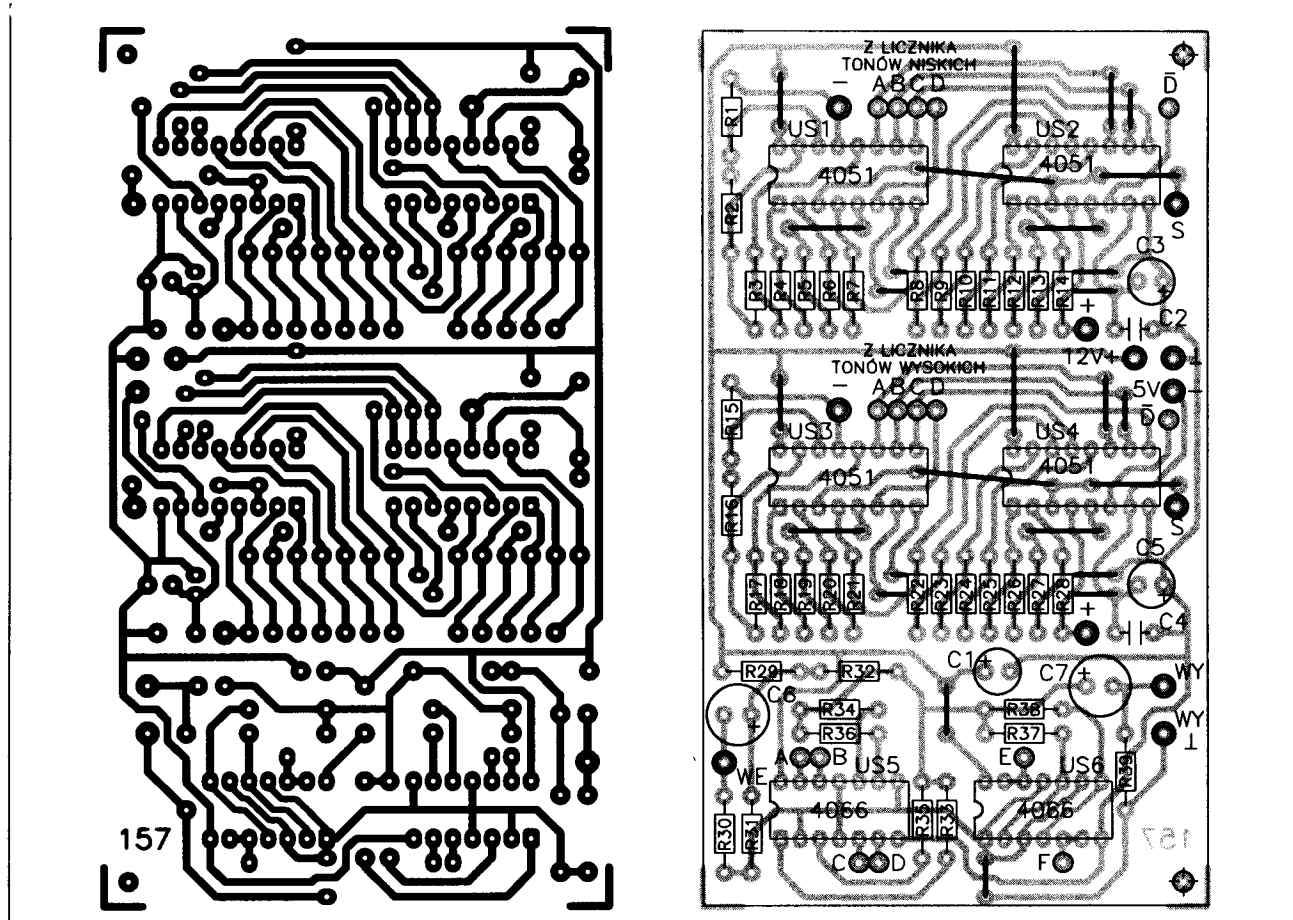


Rys. 1 Schemat ideowy układu potencjometrów elektronicznych

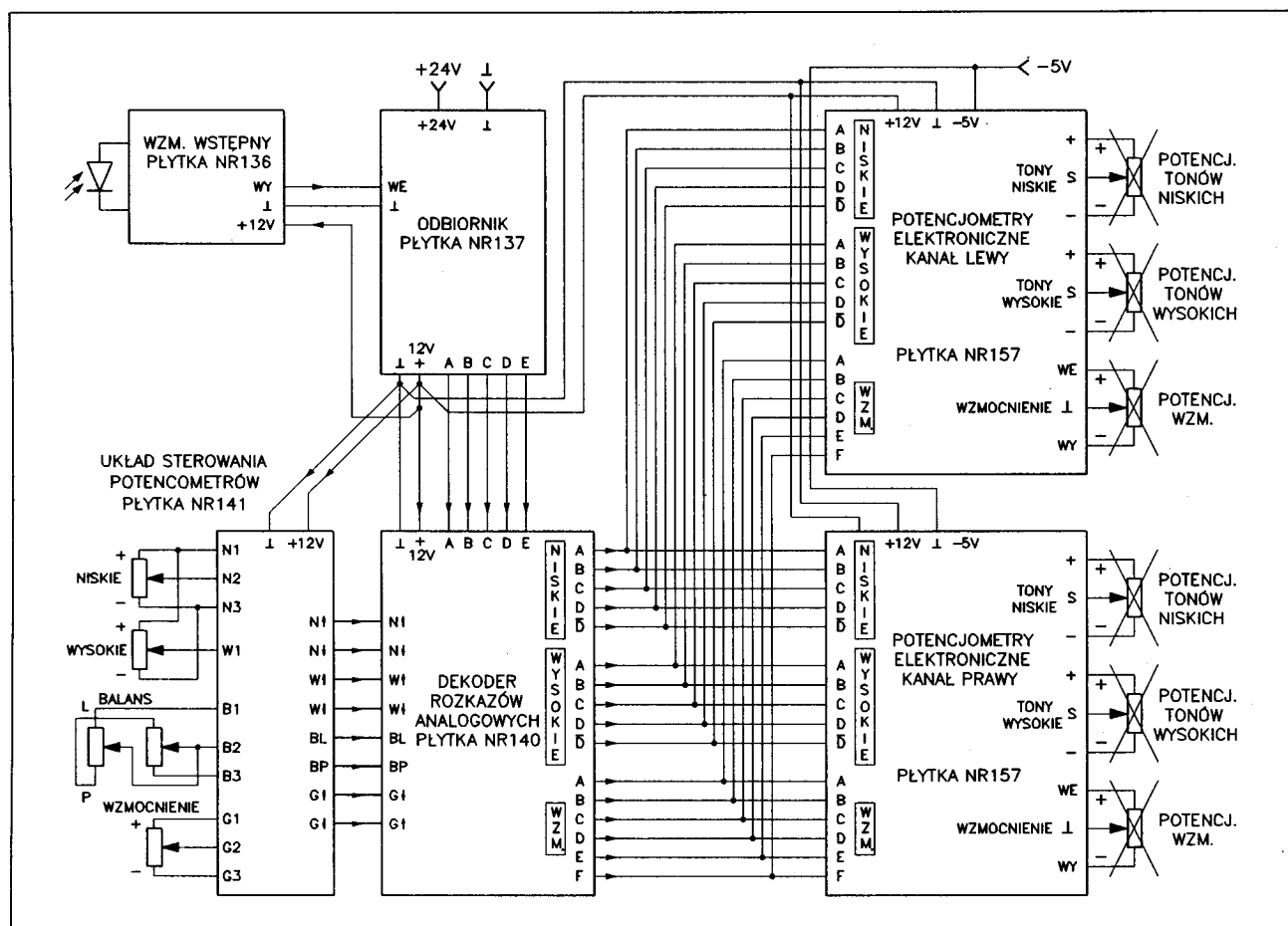
Zasada działania takiego układu polega na łączeniu z wyjściem COM (3 nóżka US1 i US2) jednego, wybranego przy pomocy linii adresowych A, B, C, D, $\bar{D}$, punktu drabinki rezystorowej R1÷R14. Punkt (oznaczony na schemacie jako S) to odpowiednik wprowadzenia suwaka w potencjometrze mechanicznym. Układy scalone US1÷US4 mają doprowadzone dodatkowe napięcie zasilające -5 V, które umożliwia pracę potencjometru przy składowej stałej napięcia równej 0 V. Suma wartości rezystorów w drabince stanowi wypadkową rezystancję potencjometru. Na schemacie podano wartości rezystorów, dla potencjometru 47 kΩ, natomiast w wykazie elementów w nawiasach podano wartości rezystorów dla potencjometru 100 kΩ.

Potencjometr wzmocnienia zrealizowano nieco inaczej niż potencjometry tonów niskich i wysokich. Z rezystorów R33÷R38 utworzono przełączany dzielnik rezystorowy. Włączanie kolejnych rezystorów przez klucze analogowe sprawia, że napięcie wyjściowe z układu jest coraz mniejsze. Rezystory R29 i R31 zapewniają wstępną polaryzację kluczy analogowych składową stałą napięcia. Niestety proste rozwiązanie problemu regulacji nie pozwala na logarytmiczną regulację napięcia, oraz na zupełne wyciszenie.

Pewną poprawę zakresu regulacji uzyskano dzięki doborowi wartości rezystancji kolejnych rezystorów dzielnika.



Rys. 2 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów



Montaż i uruchomienie

W skład kompletu wchodzi dwie identyczne płytki drukowane (po jednej na kanał), które można zamontować jedna nad drugą i połączyć przewodami doprowadzającymi sygnały sterujące A, B, C, D itd. Wyrowadzenia potencjometrów elektronicznych należy doprowadzić do punktów w których były podłączone potencjometry mechaniczne w przerabianym wzmacniaczu. Potencjometr balansu należy wejście i wyjście mechanicznego potencjometru balansu należy zewrzeć ze sobą, gdyż jego funkcję przejmuje potencjometr wzmocnienia.

Wyrowadzenia sygnałowe potencjometrów powinny być jak najkrótsze, aby uniknąć pojawienia się przydźwięków sieci. Wejście i wyjście potencjometru wzmocnienia oznaczono na płycie drukowanej jako WE i WY, oraz WY "masa". Masa ta nie jest połączona z masą zasilania układów scalonych, a z masą analogową wzmacniacza w punkcie masy potencjometru mechanicznego.

Na rysunku 3 zamieszczono schemat blokowy połączeń pomiędzy płytkami zdalnego sterowania w układzie z elektronicznymi, cyfrowo sterowanymi potencjometrami. Prawidłowo zmontowany i podłączony układ działa bez uruchamiania.

Wykaz elementów

US1÷US4	– MCY 74051 (CD 4051)
US5, US6	– MCY 74066 (CD 4066)
R29	– 1 k Ω /0,125 W
R1÷R28, R31	– 3,3 (6,8) k Ω /0,125 W
R38	– 4,3 k Ω /0,125 W
R37	– 6,2 k Ω /0,125 W
R36	– 8,2 k Ω /0,125 W
R35	– 11 k Ω /0,125 W
R34	– 15 k Ω /0,125 W
R32, R33	– 22 k Ω /0,125 W
R30	– 220 k Ω /0,125 W
C2, C4	– 47 nF KFP
C1, C3, c5	– 10 μ F/16 V 04/U
C6, C7	– 22 μ F/16 V 04/U
płytką drukowaną numer 157	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 20.500 zł + koszty wysyłki.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Elektroniczny zdalnie sterowany przedwzmacniacz Hi-Fi – zamawianie elementów

Zgodnie z obietnicą rozpoczynamy przyjmowanie zamówień na komplety układów scalonych i innych podzespołów do przedwzmacniacza opisanego w numerach 5-7 PE/94. Przyjmujemy zamówienia kierowane na adres redakcji Praktycznego Elektronika. Zamówienia można składać wyłącznie na komplet elementów, który obejmuje:

TDA 1029	– 1 szt.
TDA 8425	– 1 szt.
MAB 8049H PA 271	– 1 szt.
UCY 7407	– 1 szt.
UL 1322	– 1 szt.
ISTU 60L (lub zamiennik)	– 1 szt.
Pilot PA 500	– 1 szt.

Cena kompletu uległa zmianie w stosunku do podanej w numerze 7/94 i wynosi obecnie 750.000 zł. W przypadku zmiany kursu dolara cena może ulec zmianie, lecz nie powinno to przekroczyć 5÷8%. Do ceny kompletu doliczamy koszty wysyłki.

Sprostowania błędów, które wkradły się do opisów urządzeń

Mylić się jest rzeczą ludzką, jak głosi stare łacińskie przysłowie. Ta złota sentencja dotyczy także naszej redakcji. Poniżej zamieszczamy sprostowania i poprawki, które udało nam się wychwycić, lub wytknęli je nam nasi Czytelnicy. Wszelkie zauważone błędy prosimy zgłaszać do redakcji, co pozwoli nam zamieszczać sprostowania, a wielu Czytelnikom pomoże przy uruchamianiu urządzeń.

Wzmacniacz stereofoniczny z regulacją barwy dźwięku – PE 4/93

Kilka razy spotkaliśmy się z problemami Czytelników podczas uruchamiania wzmacniacza mocy zbudowanego na układzie TDA 2009. Sygnały jakie do nas napływają sugerują, że wzmacniacz wzbudza się na częstotliwościach ponadakustycznych. Przyczyną tego może być zbyt małe (w stosunku do zalecanego przez producenta) wzmocnienie wzmacniacza mocy. Proponujemy zatem zmienić wartość rezystorów R22 i R24 (R22* i R24* w drugim kanale) na 39 Ω /0,125 W. Ponadto można też przylutować od strony druku, bezpośrednio pomiędzy nóżki 6 i 9 kondensatory blokujące zasilanie o pojemności 470 nF/100 V typ MKSE-018-02.

Dalszą możliwością jest dołączenie pomiędzy wejście (nóżka 1 US1) a masę (nóżka 6 US1) kondensatora 100 pF typ KCPf.

Na schemacie ideowym brak kropki w miejscu połączenia kondensatora C22 z wyprowadzeniem 8 wzmacniacza US1.

Problemy związane ze wzbudzaniem się wzmacniacza mocy nie występują w przypadku stosowania układów TDA 2004A i TDA 2005.

Zegar cyfrowy LM 8560 – PE 5/94

Pomyłkowo zaprojektowano wyprowadzenia katod K2 i K1. Płytką jest zgodna ze schematem. Należy tylko połączyć na krzyż przewody doprowadzone do wyświetlacza. Wyjście K1 z płytki drukowanej łączy się z drugą nóżką wyświetlacza, a wyjście K2 z pierwszą nóżką. Przy stosowaniu wyświetlacza ze wspólną anodą (PE 7/94) nie trzeba wprowadzać żadnych poprawek.

Ładowarka do akumulatorów Ni-Cd – PE 7/94

W wykazie elementów podano złe wartości rezystorów (na schemacie są one poprawne). Wartości te są następujące:

R3	– 7,5 k Ω /0,125 W
R4	– 13 k Ω /0,125 W
R5	– 200 Ω /0,125 W
C1	– 2200 μ F/16 V miniaturowy prod. zach.

Układ wyciszania szumów Dolby B-C – PE 8/94

Wykaz elementów do płytki przełącznika zawiera złą numerację elementów, schemat i płytka są poprawne. Poniżej zamieszczamy prawidłowy wykaz elementów:

Wykaz elementów – płytka przełącznika $\times 1$

US1	– MCY 74022 (CD 4022)
T1, T2	– BC 238
T3, T4	– BC 237
D1	– BAVP 17
D2, D3	– dioda LED (diody umieszczone są poza płytką drukowaną – patrz rys. 5)
R6, R11	– 2,2 k Ω /0,125 W
R1÷R5,	
R8÷R10	– 4,7 k Ω /0,125 W
R7	– 10 k Ω /0,125 W
C1	– 22 nF/25 V KFP
C2	– 22 μ F/16 V 04/U
płytką drukowaną numer 156	

W następnym numerze PE podamy sprostowanie do artykułu pt. "Zewnętrzna stacja dysków do AMIGI" PE 5 i 6/94. Za wszystkie błędy powstałe z naszej winy przepraszamy Czytelników.

◇ Redakcja

MER SERWIS S.C.

- | | |
|----------------------|------------------------|
| ● MIERNIKI ANALOGOWE | ● CZĘSTOŚCIOMIERZE |
| ● MULTIMETRY CYFROWE | ● ANALIZATORY WIDMA |
| ● MULTIMETRY CĘGOWE | ● ZASILACZE |
| ● MIERNIKI IZOLACJI | ● STABILIZATORY |
| ● MOSTKI POMIAROWE | ● ZESTAWY DO BADANIA |
| ● GENERATORY | RADIOTELEFONÓW |
| ● OSCYLOSKOPY | ● REFLEKTOMETRY i inne |

firm krajowych oraz uznanych firm zagranicznych, jak:

- | | |
|--------------------|------------------|
| ● HUNG CHANG | ● YU FONG |
| ● PHILIPS FLUKE | ● CHAUVIN ARNOUX |
| ● METEX | ● FINEST |
| ● HITACHI i innych | |

kupicie Państwo w hurcie i detalu w

ZAKŁADZIE USŁUGOWO-HANDLOWYM

MERSERWIS S.C.

FIRMA JEST PŁATNIKIEM PODATKU VAT.

ul. Gen. Wł. Andersa 10, 00-201 WARSZAWA

tel. 31-42-56, tel/fax 31-25-21, tlx 816 221

czynnym w godz. 9⁰⁰-17⁰⁰

Przy dużych zamówieniach możliwość dostawy transportem firm. Multimetry cyfrowe - na życzenie sprzedaż wysyłkowa.

Prowadzimy także serwis elektrycznej i elektronicznej profesjonalnej aparatury kontrolno-pomiarowej.

SERDECZNIE ZAPRASZAMY

Amiga 500 (1 MB) +
monitor PHILIPS
CM 8833 II +
zewnętrzna stacja
dysków 5,25"
SPRZEDAM.
Przystępna cena.
Kontakt: GŁOGÓW
tel. (076) 33-57-67

Sprzedam
wobuloskop
do 1250 MHz
tel. 57-16-20
Wrocław

Zakupimy używane
(nowe) 8749,
Gdynia 24-17-17

Wysokiej klasy końcówki wzmacniacze mocy (0,005%), uruchomione stopnie mocy (płytki) oraz zabezpieczenia zestawów głośnikowych. Spełniamy wszystkie wymagania klienta, szybkie terminy, wysoka jakość usług oraz wykonujemy nietypowe zamówienia. Katalog wyrobów przesyłamy gratis po przesłaniu koperty zwrotnej + znaczek na adres: **Bursztyka Bogdan**
82-300 Elbląg-1 skr.22

MULTIMETR (7107) Z GENERATOREM

U- $\approx$ 0...750 V	pięć zakresów	
	pierwszy 200 mV	Bp 1%
I- $\approx$ 0...2 A	5/200 μ A	Bp 1%
R 0...2 M Ω	5/200 Ω	Bp 1,5%
C 2 pF...2 μ F	5/200 pF	Bp 3%
f 10 Hz...15 MHz	6/2000 Hz	Bp 2%
G 3 Hz...500 kHz	2,5 V (TTL)	

Pomiar diod i β tranzystorów

Płytką dwustronna 179 $\times$ 143,
wynik wyświetlany na 3 i 1/2 cyfry LED,
zasilanie – transformator 2 $\times$ 12 V/1 A.

345 tys. - płytka + części + instrukcja

49 tys. - zestaw Isostatów

59 tys. - obudowa plastikowa bez otworów

Multimetr Samochodowy 07

- Pomiar temperatury silnika
- Pomiar temperatury zewnętrznej
- Obrotomierz cyfrowy
- Wskaźnik cyfrowy napięcia akumulatora

Wynik wyświetlany na 3 i 1/2 cyfry LED

219 tys. zł - płytka + części

39 tys. zł - obudowa plastikowa

D. F. Elektronik

ul. Duża Góra 37/53

30-857 KRAKÓW tel. 55-90-24

DOMOWY CHEMICZNY FILTR POWIETRZA CFP-102

NIEZBĘDNY JAK CZYSTE POWIETRZE

Chemiczny filtr powietrza z jonizatorem przeznaczony jest do usuwania związków zapachowych takich jak: smog papierosowy, zapachy - kuchenne, domowe, szpitalne, przemysłowe, itp. w pomieszczeniach zamkniętych o kubaturze ok. 35 m³ /oraz wzbogacania powietrza w jony ujemne.

Wkład filtrujący umożliwia zaabsorbowanie min. 3000 mg substancji szkodliwej z pomieszczenia.

Użycie chemicznych filtrów powietrza zaleca się w:

- * mieszkaniach
- * przychodniach zdrowia i szpitalach
- * aptekach
- * pomieszczeniach przeznaczonych do jednoczesnego przebywania osób palących i niepalących
- * salach konferencyjnych, poczekalniach, biurach
- * pomieszczeniach wyposażonych w sprzęt komputerowy i laboratoriach
- * smażalniach, placzkarniach
- * sklepach chemicznych, masarsko-wędliniarskich, monopolowych

DANE TECHNICZNE

WYDAJNOŚĆ:

I prędkość 60 m³/h

II prędkość 80 m³/h

ZASILANIE 220 V-50 Hz

POBÓR MOCY max. 35 W

CIĘŻAR 2,5 kg

WYMIARY 340 x 120 x
250 mm

DIORA 